

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-190195

(43) 公開日 平成9年(1997)7月22日

(5) Int.Cl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 0 L 9/00			G 1 0 L 9/00	H
				9/14 H
H 0 3 H 17/02	6 0 1	9274-5 J	H 0 3 H 17/02	6 0 1 H

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願平8-246733	(71) 出願人	000003078 株式会社東芝 神奈川県川崎市幸区瀬川町72番地
(22) 出願日	平成8年(1996)9月18日	(72) 発明者	三國 公生 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株 式会社東芝研究開発センター内
(31) 優先権主張番号	特願平7-238878	(72) 発明者	押切 正浩 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株 式会社東芝研究開発センター内
(32) 優先日	平7(1995)9月18日	(72) 発明者	山下 明延 神奈川県川崎市幸区瀬川町580番1号 株 式会社東芝半導体システム技術センター内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	弁理士 鈴木 武彦 (外6名)
(31) 優先権主張番号	特願平7-244555		
(32) 優先日	平7(1995)9月22日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		
(31) 優先権主張番号	特願平7-292491		
(32) 優先日	平7(1995)11月10日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

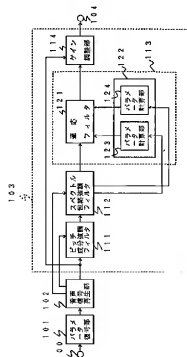
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 音声信号のスペクトル形状調整方法および装置

(57) 【要約】

【目的】 本発明は、復号音声や合成音声などの音声の品質を少ない計算量で安定して向上させることができる音声信号のスペクトル形状調整方法および装置を提供する。

【構成】 音声信号をスペクトル包絡強調するため極窄帯の伝達関数 $A(x) / B(x)$ を持つ第1のフィルタ(112)と、この第1のフィルタにより行われるフィルタ処理による前記音声信号のスペクトルの傾きを補償するための第2のフィルタ(113)とを直列接続し、スペクトルの傾きを補償するために第2のフィルタにおいて用いる2つのフィルタ係数を極窄帯伝達関数からそれぞれ独立に算出し、求められたフィルタ係数によって極窄帯伝達関数にそれぞれ対応するスペクトルの傾きを補償する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 音声信号を $A(x)/B(x)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタの特性を補償するための第2のフィルタに接続することによって音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記第2のフィルタに用いる2つのパラメータを $A(x)$ と $B(x)$ とから別々に求めることを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法、

【請求項2】 音声信号のスペクトル形状を調整するスペクトル形状調整装置において、
 $A(x)/B(x)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、

前記第1のフィルタと縦続接続され、該第1のフィルタの特性を補償するための第1および第2のパラメータを有する第2のフィルタと、

前記第1および第2のパラメータを $A(x)$ と $B(x)$ とから別々に生成するパラメータ生成手段とを有することを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整装置。

【請求項3】 前記パラメータ生成手段は、
 $A(x)$ または $1/A(x)$ の特性を予測し、その予測係数を前記第1のパラメータとして生成する第1のパラメータ生成手段と、

$B(x)$ または $1/B(x)$ の特性を予測し、その予測係数を前記第2のパラメータとして生成する第2のパラメータ生成手段とからなることを特徴とする請求項2に記載の音声信号のスペクトル形状調整装置。

【請求項4】 音声信号を $A(x)/B(x)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタの特性を補償するための第2のフィルタに接続することによって音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記第2のフィルタは、少なくとも、それぞれ異なるパラメータを持つ極型フィルタと零型フィルタによるフィルタリング処理を行うことを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法、

【請求項5】 音声信号を $A(x)/B(x)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタの特性を補償するための第2のフィルタに接続することによって音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記第2のフィルタに用いる2つのパラメータを $A(x)$ と $B(x)$ とから別々に求めるとともに、前記第2のフィルタは少なくとも、それぞれ異なるパラメータを持つ極型フィルタと零型フィルタによるフィルタリング処理を行うことを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法、

【請求項6】 音声信号を $A(x)/B(x)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタの特性を補償するための第2のフィルタに接続

ことによって音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記第2のフィルタは、 x 変換領域の伝達関数が
 $(1 - \mu_x x^{-1}) / (1 - \mu_B x^{-1})$
 (但し、 μ_x 、 μ_B は絶対値が1より小さい値を持つ互いに独立したフィルタ係数)で表される1次の極零型の伝達関数を少なくとも含むことを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法。

【請求項7】 音声信号を $A(x)/B(x)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタの特性を補償するための第2のフィルタに接続することによって音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記第2のフィルタに用いる2つのパラメータを $A(x)$ と $B(x)$ とから別々に求めるとともに、前記第2のフィルタは、 x 変換領域の伝達関数が
 $(1 - \mu_x x^{-1}) / (1 - \mu_B x^{-1})$
 (但し、 μ_x 、 μ_B は絶対値が1より小さい値を持つ互いに独立したフィルタ係数)で表される1次の極零型の伝達関数を少なくとも含むことを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法。

【請求項8】 前記 $A(x)$ から前記 μ_B を求め、前記 $B(x)$ から前記 μ_x を求めることを特徴とする請求項6または7に記載の音声信号のスペクトル形状調整方法、

【請求項9】 $C_1 < C_3 < C_0$ なる関係の重み係数を用い、前記 $A(x)$ のパラメータから求めた第1の自己相関係数が0に近い小さい値より小さいとき第1の自己相関係数に重み係数 C_0 で重み付けを行い、第1の自己相関係数が前記小さい値より大きいとき第1の自己相関係数に重み係数 C_1 で重み付けを行うことにより得られる値から前記 μ_B を求め、
 前記 $B(x)$ のパラメータから求めた第2の自己相関係数に重み係数 C_3 で重み付けを行って得られる値から前記 μ_x を求めることを特徴とする請求項8に記載の音声信号のスペクトル形状調整方法、

【請求項10】 音声信号に対して所定のフィルタ処理を行うことにより音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記フィルタ処理に伴う前記音声信号のパワー変化を補償するために該音声信号に乗じるゲインを調整する際、前記音声信号に乗じるべきゲインの正負判定を行い、これが負の場合は所定の方法で与えられる非負の値にゲインを置き換えることを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法、

【請求項11】 音声信号に対して所定のフィルタ処理を行うことにより音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、

前記フィルタ処理に伴う前記音声信号のパワー変化を補償するために該音声信号に乗じるゲインを調整する際、前記音声信号に乗じるべきゲインの正負判定を行い、こ

れが負の場合は0以上、1未満の非負の値にゲインを置き換えることを特徴とする音声信号のスペクトル形状調整方法

【請求項12】 音声信号をスペクトル包絡強調するため極型フィルタの伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタによるスペクトルの傾きを補償するための第2のフィルタとを接続接続するステップと、前記スペクトルの傾きを補償するために前記第2のフィルタにおいて用いる2つのフィルタ係数を前記極型フィルタ伝達関数からそれぞれ独立に求めるステップと、求められた前記フィルタ係数によって前記極型フィルタ伝達関数にそれぞれ対応するスペクトルの傾きを補償するステップとによりなる音声信号のスペクトル形状調整方法。

【請求項13】 音声信号をスペクトル包絡強調するため極型フィルタの伝達関数を持つ第1のフィルタと、前記第1のフィルタから入力される前記極型フィルタ伝達関数から2つのフィルタ係数とそれぞれ独立に求める計算部と求めたフィルタ係数に従って前記第1のフィルタから出力される音声信号をフィルタ処理し、前記極型フィルタ伝達関数にそれぞれ対応するスペクトルの傾きを補償するフィルタ部とを有する第2のフィルタと、により構成される音声信号のスペクトル形状調整装置。

【請求項14】 入力音声信号を分析し、合成フィルタゲインと出力する合成フィルタ分析器と、合成フィルタ分析器からの合成フィルタゲインに基づいて重み付けフィルタゲインを算出するフィルタゲイン計算器と、重み付けフィルタゲインに基づいて入力音声信号をフィルタリングする重み付けフィルタとにより構成され、重み付けフィルタが重み付けフィルタゲインを用いて構成される極型フィルタ伝達関数を有する第1のフィルタと第1のフィルタによるスペクトルの傾きを補償するための伝達関数とを有する第2のフィルタを含む音声信号のスペクトル形状調整装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、復音音声や合成音声の品質を向上させるために音声信号のスペクトル形状を調整する方法および装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 音声信号を低ビットレートで符号化し、得られた符号化データを伝送または記憶媒体に伝送した後、符号化データを復号化する音声符号化/復号化システムでは、復号化側で復音再生された音声信号の主観品質を上げるために、復号化装置の最終段にホストフィルタを配置することが多い。

【0003】 ホストフィルタを組み合わせた従来の音声符号化装置では、符号化データに含まれる各種パラメータがハラメータ復音部によって復号化され、これらの復号化パラメータ情報に基づいて音声信号再生部により音

声信号が再生される。

【0004】 ハラメータ復音部と音声信号再生部からなる復号化装置の後段には、ホストフィルタが配置される。ホストフィルタは、ヒッチ成分強調フィルタ、スペクトル包絡強調フィルタ、高域強調フィルタおよびゲイン調整部を順次接続して構成される。

【0005】 ホストフィルタの持つ機能は大別してヒッチ成分の強調、スペクトル包絡の強調、高域成分の強調、およびフィルタゲインの調整である。これらのうちヒッチ成分とスペクトル包絡は、それぞれ音声の音程と音強を決める重要な要素であり、これらを強調することによりより明瞭で雑音の少ない音声を生成できる効果がある。また、フィルタゲインの調整はホストフィルタの入力と出力で音声信号の大きさが変わらないようにするために必要となる。

【0006】 高域成分の強調は、「こもった感じ」や「音の通りの悪さ」といった、符号化やホストフィルタの特性によって生じる音声の高域成分の不十分さを補うために行われる。特に、スペクトル包絡強調に用いるフィルタは不要なスペクトルの傾き（平均的には低域強調の傾き）を持つ場合が多く、これを補償することを目的として高域成分の強調が用いられている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 従来技術では、高域強調フィルタとして例えば $C(z) = 1 - \mu z^{-1}$ ($\mu = 0.4$ 程度の固定値) なる固定の伝達関数を持つフィルタを用いている。このような高域強調フィルタを用いると、「こもった感じ」は低減し、主観品質がある程度は向上する。しかし、その一方、例えば子音区間のような高域強調の必要が無い区間の音声でも過度に高域強調されてしまうことによって、高域において異音が発生することがあり、結果的に十分な音質改善効果が得られないという問題点がある。

【0008】 すなわち、こもり感のある音声をよく聞いて分析してみると、音声は常にこもっているわけではなく、高域が十分にでない音声の区間の時間が長いために、全体的にはこもっているように聞こえる。また、音の区間によって高域が出ていない程度も様々である。このため、固定の伝達関数の高域強調フィルタを用いると、高域が比較的出ている区間も高域強調がなされてしまうことにより、音質が悪化する。

【0009】 もう一つの従来技術として、スペクトル包絡強調フィルタの伝達関数 $F(z)$ を周波数分析し、それに基づき高域強調フィルタの伝達関数 $C(z)$ におけるハラメータ p の値を動的に変える方法が知られている。しかし、この方法では、スペクトル包絡強調フィルタの伝達関数 $F(z)$ が一般に次数の多い極型フィルタのことで表現されることから、ハラメータ p を求めるための計算が非常に複雑になるという問題点がある。

【0010】 上述したように、伝達関数が固定の高域強

5

調フィルタを用いた従来のホストフィルタでは、高域強調の必要が無い区間の音声まで過度に高域強調することによる高域での発音の発生という問題点があり、またスペクトル包絡強調フィルタの伝達関数を予測し、それに基いて高域強調フィルタの伝達関数を適応的に変化させるホストフィルタでは、計算量が非常に多くなるために実施が困難であるという問題点があった。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明の目的は、復号音声や合成音声などの音声の品質を少ない計算量で安定して向上させることができる音声信号のスペクトル形状調整方法および装置を提供することにある。

【0012】また、本発明の他の目的は、音声信号のスペクトル形状の調整に伴うゲイン調整を行う際の音質劣化を避けることができる音声信号のスペクトル形状調整方法を提供することにある。

【0013】本発明は音声信号を $A(z)$ と $B(z)$ で表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、この第1のフィルタの特性を補償するための第2のフィルタに通すことによって音声信号のスペクトル形状を調整する方法において、第2のフィルタに用いる2つのパラメータを $A(z)$ と $B(z)$ とから別々に求めることを特徴とする。

【0014】また、本発明は音声信号のスペクトル形状を調整するスペクトル形状調整装置において、 $A(z)$ と $B(z)$ が表される極零型の伝達関数を持つ第1のフィルタと、第1のフィルタと接続接続され、第1のフィルタの特性を補償するための第1および第2のパラメータを有する第2のフィルタと、第1および第2のパラメータを $A(z)$ と $B(z)$ とから別々に生成するパラメータ生成手段とを有することを特徴とする。

【0015】ここで、パラメータ生成手段はより具体的には、 $A(z)$ または $1/A(z)$ の特性を予測し、その予測係数を第1のパラメータとして生成する第1のパラメータ生成手段と、 $B(z)$ または $1/B(z)$ の特性を予測し、その予測係数を第2のパラメータとして生成する第2のパラメータ生成手段とからなる。

【0016】極零型で構成される第1のフィルタ（スペクトル包絡強調フィルタ）の伝達関数 $T(z) = A(z)/B(z)$ のスペクトルの傾きは、分子側 $A(z)$ と分母側 $B(z)$ のそれぞれのスペクトルの傾きの合成で表現することができる。本発明はこの点に着目し、 $F(z)$ を $A(z)$ と $B(z)$ とに分離して、これら $A(z)$ と $B(z)$ のそれぞれのフィルタ係数から、第2のフィルタ（補正フィルタ）の2つのパラメータを直接的に求めるようにしたものである。適応フィルタでは、このようにして得られる2つのパラメータを組み合わせて、 $F(z)$ 全体のスペクトルの傾きを補償する伝達関数を持つように構成される。

【0017】このようにすると、従来技術のように次

6

の大きな極零型である $F(z)$ の全体的な特性を予測しなくとも、 $F(z)$ を構成する次数の小さな極零型の形で表現された $A(z)$ や $B(z)$ のフィルタ係数の情報から、簡単に高精度で $F(z)$ のスペクトルの傾きを補償できる適応フィルタに必要なパラメータが求められる。すなわち、少ない計算量で安定的に音質の改善を図ることが可能となる。

【0018】また、本発明によれば第2のフィルタは少なくとも、それと異なるパラメータを持つ極型フィルタと零型フィルタによるフィルタリング処理を行うことを特徴とする。ここで、極型フィルタと零型フィルタはいずれも低次のフィルタであることが計算量を少なくする上で望ましく、計算量の面からは1次のフィルタが最良である。第2のフィルタを1次のフィルタで実現する場合、第2のフィルタは z 変換領域の伝達関数が $(1 - \mu_z z^{-1}) / (1 - \mu_p z^{-1})$

（但し、 μ_z 、 μ_p は絶対値が1より小さい値を持つ互いに独立したフィルタ係数）で表される1次の極零型の伝達関数を少なくとも含むフィルタによって実現される。

【0019】このように第2のフィルタを極1次・零1次のフィルタで構成すると、従来のは1次の零型フィルタにより構成されたフィルタではパラメータが1個であったのに対して、パラメータが2個となるため、第2のフィルタの伝達関数の表現の自由度が高くなり、柔軟にスペクトルの傾き補償を行うことができ、音質の改善効果がさらに高くなる。

【0020】この場合において、 $A(z)$ から μ_p を求め、 $B(z)$ から μ_z を求めるようにすれば、より低次の低いフィルタ係数でスペクトルの傾きを補償することができる。

【0021】また、この場合に $C_1 < C_3 < C_0$ なる関係の重み係数を用い、 $A(z)$ のパラメータから求めた第1の自己相関係数が0に近い値 T_h とするとより小のとき第1の自己相関係数に重み係数 C_1 で重み付けを行い、第1の自己相関係数がいきい値 T_h より大のとき第1の自己相関係数に重み係数 C_3 で重み付けを行うことにより得られる値から μ_p を求め、 $B(z)$ のパラメータから求めた第2の自己相関係数に重み係数 C_3 で重み付けを行って得られる値から μ_z を求めることとすれば、第1の自己相関係数がいきい値 T_h より小さい場合、この区間の音声は高域の強い子音のような音声であり、逆に第1の自己相関係数がいきい値 T_h より大きい場合は、この区間の音声は低域の強い母音のような音声であるから、上記のように自己相関係数と大きい値 T_h との比較により重み係数を切り換えることにより、第2のフィルタを子音と母音とで自動的に適合した傾き特性とすることができ、音質が効果的に改善される。

【0022】さらに、本発明は音声信号に対して所定のフィルタ処理を行うことにより音声信号のスペクトル形

50

状を調整する方法において、フノルタ処理に伴う音声信号のレベル変化を補償するために該音声信号に乗じるゲインを調整する際、音声信号に乗じるべきゲインの正負判定を行い、これが負の場合は所定の方法で与えられる非負の値にゲインを置き換えることを特徴とする。ここで、置き換える非負の値は小さな値、具体的には0以上、1未満の値であることが望ましい。このようにすると、音声信号のスペクトル形状の調整に伴うゲイン調整を行う際の負のゲインに起因する音質劣化が回避される。

【0023】この発明によると、音声信号をスペクトル包絡強調するため極密型の伝達関数を持つ第1のフノルタと、この第1のフノルタにより行われるフノルタ処理による前記音声信号のスペクトルの傾きを補償するための第2のフノルタとを連繋するステップと、スペクトルの傾きを補償するために前記第2のフノルタにおいて用いる2つのフノルタ係数を前記極密型伝達関数からそれぞれ独立的に求めるステップと、求められた前記フノルタ係数によって前記極密型伝達関数にそれぞれ対応するスペクトルの傾きを補償するステップとによりなる音声信号のスペクトル形状調整方法が提供される。

【0024】この発明によると、音声信号をスペクトル包絡強調するため極密型の伝達関数を持つ第1のフノルタと、第1のフノルタにより行われるフノルタ処理による前記音声信号のスペクトルの傾きを補償するため、前記第1のフノルタから入力される前記極密型伝達関数から2つのフノルタ係数をそれぞれ独立的に求める計算部と求めたフノルタ係数に従って前記第1のフノルタから出力される音声信号をフノルタ処理し、前記極密型伝達関数にそれぞれ対応するスペクトルの傾きを補償するフノルタ部とを有する第2のフノルタとにより構成される音声信号のスペクトル形状調整装置が提供される。

【0025】この発明によると、入力音声信号を分析し、合成フノルタゲータを出力する合成フノルタ分析器と、合成フノルタ分析器からの合成フノルタゲータに基づいて重み付けフノルタゲータを算出するフノルタゲータ計算器と、重み付けフノルタゲータに基づいて入力音声信号をフノルタリングする重み付けフノルタとにより構成され、重み付けフノルタが重み付けフノルタゲータを用いて極密伝達関数を有する第1のフノルタと第1のフノルタによるスペクトルの傾きを補償するための伝達関数を有する第2のフノルタを含む音声信号のスペクトル形状調整装置が提供される。

【0026】

【発明の実施の形態】図1を参照して、本発明の第1の実施例に係るホストフノルタを画示込んだ音声符号化装置を説明する。この音声符号化装置は、パラメータ復号部101と音声信号再生部102およびホストフノルタ

$$F(z) = A(z) / B(z)$$

但し、 $A(z) = 1 / H(z/\gamma_1)$

103から構成される。

【0027】入力端子100には、送信側の音声符号化装置から伝送された符号化データが入力される。この符号化データはパラメータ復号部101に入力され、音声信号再生部102で使用するヒッチベクトル、補音ベクトル、ゲインおよびLPC係数などのパラメータ情報が復号化される。音声信号再生部102は、入力されたパラメータ情報をもとに音声信号を再生する。

【0028】音声信号再生部102の一例としては、C-ELP (Code Excited Linear Prediction) 方式の音声信号再生部を挙げることができる。この方式の音声信号再生部では、再生されたヒッチベクトルと補音ベクトルが再生されたゲインと乗じてから組み合わされることにより、LPC合成フノルタの駆動信号が生成され、この駆動信号がLPC合成フノルタに通過させることによって音声信号が再生される。

【0029】ホストフノルタ103は音声符号化装置の最終段に配置され、再生された音声信号の主観品質を向上させるために用いられる。この実施例のホストフノルタは、ヒッチ成分強調フノルタ111、スペクトル包絡強調フノルタ112、補音フノルタ113およびゲイン調整部114を縦続接続して構成される。補音フノルタ113は、適応フノルタ121とそのフノルタ係数を計算するフノルタ係数計算部122から構成され、さらにフノルタ係数計算部122は第1のパラメータ計算部123と第2のパラメータ計算部124から構成される。ゲイン調整部111は、ホストフノルタ103による処理後の音声信号が処理前の音声信号と同程度のパワーとなるように適応的にゲインを調整し、調整後の音声信号を音声信号出力端子104へ出力する。

【0030】以下、ホストフノルタ103についてさらに詳細に説明する。ヒッチ成分強調フノルタ111は、音声信号のヒッチ周期の繰り返しを強調する目的で用いられるフノルタである。ヒッチ成分強調フノルタ111の設計法としては、ヒッチ周期とヒッチゲインをパラメータとして用いる様々な設計法が考えられるが、その伝達関数の一例として $P(z) = 1 / (1 - \beta z^{-1})$ を用いることができる。ここで、Tはヒッチ周期である。また、 β はヒッチゲイン、 β はヒッチ強調の強度を調節するパラメータであり、これらは $0 < \beta < 1$ の範囲に設定される。

【0031】スペクトル包絡強調フノルタ112は、音声信号のスペクトル包絡の形状を強調する目的で用いられ、その伝達関数を $F(z)$ とする。C-ELP方式では、次式に示す伝達関数 $F(z)$ を持つ極密型フノルタをスペクトル包絡強調フノルタとして用いてスペクトル包絡を強調する方法が一般に用いられる。

【0032】

$$(1)$$

$$B(z) = 1 / H(z/\gamma_2), \quad 0 < \gamma_1 < \gamma_2$$

11 (x) : 音声信号のスペクトル包絡を表すフノルタ伝達関数

このようなスペクトル包絡強調フノルタ112を用いると、スペクトル包絡の四角性を強調できるので、ホストフノルタ103を通過した後の音声信号は、聴感上ノイズ感が減つて感知される。しかし、この構成では音声部に定まる伝達関数F(x)の変化に応じて様々なスペクトルの傾斜が付け加えてしまう。

【0033】すなわち、極密型フノルタからなるスペクトル包絡強調フノルタ112の伝達関数F(x)は、スペクトル全体で見ると無視できない程度に低域強調型の傾きを持つ場合がある。従来技術のホストフノルタで用いられるC(x)なる伝達関数の高域強調フノルタは、符号化で劣化した高域成分を持ち上げる役割のほか、このようなスペクトル包絡強調フノルタが持つ不要な低域強調のスペクトルの傾きをおおわれ補償する役割を持っている。

【0034】しかし、スペクトル包絡強調フノルタ112の伝達関数F(x)は、処理する音声信号のスペクトル包絡の特性に応じて変化するように設定されるので、そのスペクトルの傾きは時間と共に変化する。すなわち、ある瞬間のF(x)は低域強調特性を持つが、別の

$$A(x) = \sum a_i x^{-i}, a_0 = 1, (i=0 \sim 10) \quad (2)$$

$$B(x) = \sum b_i x^{-i}, b_0 = 1, (i=0 \sim 10) \quad (3)$$

である。

【0037】フノルタ係数計算部122において、パラメータ計算部123は伝達関数A(x)のフノルタ係数を伝達関数A(x)のインパルス応答と見なし、このインパルス応答の1次の正規化自己相関係数に相当する第1のパラメータ ρ_A を求め、これを適応フノルタ121に渡す。同様に、係数計算部121は伝達関数B(x)

$$\rho_A = (\sum a_i a_{i-1}) / (\sum a_i^2) \quad (4)$$

$$\rho_B = (\sum b_i b_{i-1}) / (\sum b_i^2) \quad (5)$$

これらのパラメータ ρ_A 、 ρ_B の値は、それぞれ伝達関数A(x)、B(x)のフノルタのインパルス応答に対する1次の自己相関係数となっている。これらのパラメータ

$$a(x) = 1 - \tau_A(\rho_A)x^{-1} \quad (6)$$

$$b(x) = 1 - \tau_B(\rho_B)x^{-1} \quad (7)$$

これらa(x)およびb(x)を用いて適応フノルタ121の伝達関数が式(8)のように設定される。

$$D(x) = a(x) \cdot b(x) \quad (8)$$

ここで、 $\tau_A()$ 、 $\tau_B()$ はパラメータ ρ_A 、 ρ_B の値を調整する関数である。このようにすることで、伝達関数F(x)のスペクトル包絡強調フノルタ112によるスペクトルの傾斜が伝達関数D(x)の適応フノルタ121によって効果的に補償し得る。

【0041】式(8)の伝達関数は、 $(1 - p_A x^{-1})(1 - p_B x^{-1})$ で表される1次の極密型の伝達関数となっている。但し、 p_A 、 p_B は絶対値が1より小さい値を持つ可変に独立したフノルタ係数であり、この場

瞬間(例えば音声の音声区間)のF(x)は逆に高域強調となることもある。この場合、従来のように固定の伝達関数C(x)の高域強調フノルタを用いると、音声の高域を過度に強調してしまうことになり、これが異音を生じる原因となる。

【0035】これに対し、本発明例では適応フノルタ121とフノルタ係数計算部122からなる補償フノルタ113により、(1)式で与えられる伝達関数F(x)のスペクトル包絡強調フノルタ112を用いることにより生じるスペクトルの傾斜を補償し、さらに必要に応じて音質に明るさを与える等の調整を可能としている。フノルタ係数計算部122のパラメータ計算部123および23は、それぞれホストフノルタ伝達関数A(x)および極密フィルタ伝達関数B(x)を適応フィルタ121に入力し、適応フノルタ121で使用する2つのパラメータを計算する。

【0036】次に、補償フノルタ113について詳細に説明する。(1)式に示したスペクトル包絡強調フノルタ112の伝達関数F(x)は、 $F(x) = A(x) \cdot B(x)$ であり、これは極密型及び密型のフノルタに分離した形で表すことができる。ここで、

のフノルタ係数を伝達関数B(x)のインパルス応答と見なし、このインパルス応答の1次の正規化自己相関係数に相当する第2のパラメータ ρ_B を適応フノルタ121に渡す。これらのパラメータ ρ_A 、 ρ_B は、次式で定義できる。

【0038】

ρ_A 、 ρ_B を用いた式(6)及び(7)に基づいてa(x)およびb(x)が求められる。

【0039】

【0040】

今の例では、 $p_A = \tau_A(\rho_A)$ 、 $p_B = \tau_B(\rho_B)$ である。即ち、これら伝達関数 p_A 、 p_B は伝達関数A(x)およびB(x)に応じてそれぞれ独立に設定できる。

【0042】次に、上述したホストフノルタ103での処理の流れを図2に示すフローチャートを用いて説明する。まず、最初にスペクトル包絡強調フィルタ112の伝達関数F(x)のパラメータ(フィルタ係数)を取得する(ステップS11)。次に、これらのパラメータ

11

ら $D(z)$ を分子側伝達関数 $A(z)$ と分母側伝達関数 $B(z)$ とに分離して、フイルタ係数計算部113のパラメータ計算部123、124にそれぞれ与える(ステップS12)。

【0013】パラメータ計算部123、23では、伝達関数 $A(z)$ 、 $B(z)$ のフイルタ係数を伝達関数 $A(z)$ 、 $B(z)$ のインパルス応答と見なして、そのインパルス応答の1次の正規化自己相関係数に相当するパラメータ ρ_A 、 ρ_B を式(4)、(5)により計算し、これらを適応フイルタ121に渡す。適応フイルタ121では、パラメータ ρ_A 、 ρ_B から式(6)、(7)によって1次のフイルタである $a(z)$ 、 $b(z)$ を求め、式(8)で表される伝達関数 $D(z)$ に設定する(ステップS13)。適応フイルタ121はフイルタ $a(z)$ 、 $b(z)$ に従って極/零フイルタの伝達関数の傾きをそれぞれ独立に補償しながらフイルタリング処理を行うことよって、サブクトル包絡強調フイルタ112におけるサブクトルの傾きを補償する処理を行う。

【0014】次に、第2の実施例について説明する。本実施例においては、外見的な構成は第1の実施例であるが、補償フイルタ113の設計法が異なっている。

【0015】第1の実施例においては、サブクトル包絡強調フイルタ112の伝達関数 $F(z)$ の分子側の伝達関数 $A(z)$ によるサブクトルの傾斜を適応フイルタ121の伝達関数 $D(z)$ の分子側の $a(z)$ で補償し、 $F(z)$ の分母側の伝達関数 $B(z)$ によるサブクトル

$$D(z) = a(z) / b(z)$$

$$a(z) = 1 - \eta_B (k_B) z^{-1}$$

$$b(z) = 1 - \eta_A (k_A) z^{-1}$$

とすることである。ここで、 $\eta_A()$ 、 $\eta_B()$ はパラメータ k_A 、 k_B の値を調整する関数である。一例として、 $\eta_A(k_A) = 0.5k_A$ 、 $\eta_B(k_B) = 0.8k_B$ とすることができ、

【0018】式(9)の伝達関数も、第1の実施例の場合と同様 $(1 - \eta_A z^{-1}) / (1 - \eta_B z^{-1})$ で表される1次の極零型の伝達関数となっている。但し、 η_A 、 η_B は絶対値が1より小さい値を持つ可逆に独立したフイルタ係数であり、この場合は $\eta_A = \eta_B(k_B)$ 、 $\eta_B = \eta_A(k_A)$ である。

【0049】なお、Durbinn法のアルゴリズムを適に用いるLPC係数からPARCOR係数の変換式は公知であり、例えば「デジタル音声処理」(東海大学出版会、吉井芳)に詳しく書かれている。

【0050】次に、本実施例におけるホストフイルタ103での処理の流れを図3に示すフローチャートを用いて説明する。まず、極零フイルタからなるサブクトル包絡強調フイルタ112の伝達関数 $F(z) = A(z) / B(z)$ における零側の伝達関数 $A(z)$ 、極側の伝達関数 $B(z)$ のパラメータを取得する(ステップS2

12

の傾斜を分母側の $b(z)$ で補償している。これに対し、第2の実施例では伝達関数 $F(z)$ の零点側の伝達関数 $A(z)$ によるサブクトル傾斜を $D(z)$ の極側のフイルタ $b(z)$ で補償し、伝達関数 $F(z)$ の極側の伝達関数 $B(z)$ によるサブクトル傾斜を $D(z)$ の零点側の $a(z)$ で補償する。言い換えれば、伝達関数 $A(z)$ から係数 ρ_B を求め、伝達関数 $B(z)$ から係数 ρ_A を求めるようにしている。これは、零点は極で補償し、極は零点で補償することが、より次数の低いフイルタ係数で補償を行うことができ、効率が良いという考えに基づいている。

【0046】具体的に、伝達関数 $A(z)$ のフイルタ係数をLPC係数と見なすことにより、Durbinn法の逆のアルゴリズムを利用して、伝達関数 $A(z)$ のサブクトル包絡に近似する1次のPARCOR係数(部分自己相関係数) k_A を適応フイルタ121の第1のパラメータとして求める。同様に、 $B(z)$ のサブクトル包絡に近似する1次のPARCOR係数 k_B を適応フイルタ121の第2のパラメータとして求める。このとき、パラメータ k_A と k_B はそれぞれ $1/A(z)$ および $1/B(z)$ のインパルス応答に対する1次の自己相関係数となっている。

【0017】これらの2つのパラメータ k_A 、 k_B を用いて $A(z)$ と $B(z)$ がもたらすサブクトルの傾きを補償するように、適応フイルタ121の伝達関数 $D(z)$ を設定する。その具体的な一例は、

$$(9)$$

$$(10)$$

$$(11)$$

1)。次に、パラメータ計算部123、23でDurbinn法の逆アルゴリズムを用いて、 $A(z)$ のパラメータから1次のフイルタ $b(z)$ のパラメータ k_A を、 $B(z)$ のパラメータから1次のフイルタ $a(z)$ のパラメータ k_B を計算によりそれぞれ求め(ステップS22)、これら $a(z)$ 、 $b(z)$ を式(9)に示すように $D(z)$ のパラメータとして設定する(ステップS23)。適応フイルタ121で伝達関数 $D(z)$ に従ったフイルタリング処理を行うことよって、サブクトル包絡強調フイルタ112におけるサブクトルの傾きを補償する処理を行う。

【0051】なお、第1および第2の実施例で述べた1次極零型の適応フイルタ121の具体的な構成は、例えば図1や図5のシグナルフローで表すことができる。このように本実施例によれば、伝達関数 $A(z)$ から ρ_B を求め、伝達関数 $B(z)$ から ρ_A を求める構成とすることによって、より次数の低いフイルタ係数で、すなわちより少ない計算量でサブクトルの傾きを補償することができる。

【0052】次に、第3の実施例について述べる。第1

および第2の実施例では、スペクトル包絡強調フィルタ111がもたらすスペクトルの傾きを補償することを主目的に、極帯それぞれ1次の予測に基づいて得られたパラメータを用いて前記フィルタ113を構成する方法について述べる。

【0053】第3の実施例では、さらに高次の予測に基づく方法を用いると、スペクトルの傾き以外にスペクトルの凹凸まで補償することができるようになることについて説明する。本実施例は第1および第2の実施例における1次の予測を2次以上の予測とすることが特徴であり、外見上的構成は基本的に第1および第2の実施例を示す図1と同様である。以下に、本実施例のように高次の予測を導入した場合の効果について説明する。

【0054】もし、極帯それぞれ2次の予測係数を用いて補償フィルタ113を構成すると、スペクトル包絡強調フィルタ111が持つスペクトル包絡の凹凸を強調する特性の一部を弱めることができるようになる。その理由は、予測フィルタの性質に基づいている。すなわち、強調が弱められるスペクトル包絡の部分は、通常のホストフィルタで最も強く強調される第1ホルマント付近の周波数帯域となる。従って、2次の予測係数を用いて前記フィルタ113を構成すると、通常のホストフィルタでは強調されにくい他の周波数帯域のホルマントを優先的に強調することができる効果がある。予測係数の次数をさらに上げると、2次の予測係数を用いたときよりもさらに広い範囲の周波数で音声のスペクトル包絡の凹凸を強調できるようになる。この方法を利用すると、従来のホストフィルタでは強調が難しかった付音の高次のホルマントを帯域フィルタを用いずに比較的簡単に強調することができるようになる。

【0055】本実施例では、スペクトル包絡強調フィルタの傾き補償だけでなく、ヒッチ成分強調フィルタを使用することによってもたらされる不要なスペクトルの傾き（ヒッチ傾きという）まで補償する、より高度なスペクトルの傾き補償法について述べる。ヒッチ成分強調フィルタは、図1のようにホストフィルタの中で使用される場合と音声信号再生部の中で使用される場合があるが、ここでは音声信号再生部の中で合成フィルタの駆動信号に対してヒッチ成分強調フィルタを使用する例について述べる。

【0056】図6の波形aは、現音声区間における合成フィルタの駆動信号のスペクトルの形状とその傾き（図では簡単のため直線で表している）を表した図である。この波形aに示すように、ヒッチ周明性を持つ駆動信号のスペクトルは、ヒッチ周明性に対する周波数の整数倍の周波数にスペクトルのピークがある調波構造を持つ。理想的には合成フィルタの駆動信号のスペクトル包絡の傾きは平坦であるが、実際の駆動信号のスペクトルを観測すると平坦であると言えない区間が多い。この理由としては、スペクトル包絡の分析が正しく行われず、合成

フィルタが完全に音声のスペクトル包絡を表現しきれなかったり、音声符号化装置において合成フィルタの符号化ビット数の不足によるフィルタ特性の劣化などが考えられる。

【0057】C.E.L.P. (Code Excited Linear Prediction) 方式のような分析合成系の音声符号化装置では、このような合成フィルタの特性の不足分を駆動信号の特性で補うようになっている。このような場合には、本来平坦であるような駆動信号のスペクトルが傾きや多少の凹凸を持つことは明らかである。また、駆動信号が持つスペクトルの傾きは、各音声区間（例えばフレームまたはサブフレーム）毎に異なる。

【0058】従来技術によるヒッチ成分強調フィルタの根本的な傾きは、図6の波形a、b、cを用いて説明することができる。波形bは、ヒッチ周明性だけ時間的に離れた音声区間における合成フィルタの駆動信号のスペクトルの形状とその傾きの例を示したものである。ヒッチ成分強調フィルタの処理は、ヒッチ周明性だけ時間的に離れた信号にヒッチゲイン β を乗じて現音声区間の信号を加え合わせることで、波形cに示すようにヒッチの調波構造をより明瞭にする処理である。ヒッチゲイン β は、ヒッチ周明性だけ離れた駆動信号の相関に応じて決められる。

【0059】しかし、波形aの駆動信号が持つスペクトルの傾き（ x 変換無次元の周りに $Q(x)$ と表現することとする）は、これとヒッチ周明性だけ時間的に離れたためにスペクトルの傾きが異なっている波形bの駆動信号を用いてヒッチ成分を強調した結果、ヒッチ成分強調後の波形cの駆動信号のスペクトルの傾きは、 $Q(x)$ から $Q'(x)$ のようにに変質してしまっている。すなわち、この例では $Q'(x)$ は右図の傾きを示しているが、 $Q'(x)$ は右図の傾きになっている。発明者らの実験によると、従来のヒッチ成分強調処理は雑音感を減らす効果はあるものの、このような駆動信号のスペクトルの傾きの変化によって、音にこもり感を付加したり、部分的に音韻の明瞭性を無くしてしまうことが判明した。特に、音声符号化/復号化処理により再生された音声信号を再度符号化/復号化して再生するようなタンデム接続の条件下で、上述の音のこもり感や音韻の部分的な不明瞭が強調される結果、極端な音質劣化として知覚されやすくなる。

【0060】この問題を解決するため、ヒッチ成分強調処理に、それに伴うスペクトルの傾き（または変形）を補償する処理を導入することが本実施例の特徴である。この補償は、従来のヒッチ成分強調フィルタリングで得られた波形cの駆動信号のスペクトルの傾き $Q'(x)$ を波形dに示すようにヒッチの調波構造はこのままで傾きだけを本来の傾き $Q(x)$ に回復させることである。こうすることで、ヒッチ成分強調フィルタリングによって生じる音のこもりや音韻の劣化の問題を大幅に改善す

ることができる。

【0064】すなわち、本実施例では、波形成のように変形したスペクトルの傾き（または既形） $Q'(x)$ を本来のスペクトルの傾き（または既形） $Q(x)$ に回復させるために、ヒッチ成分強調フィルタリング処理の前または後には、 $Q'(x)$ の影響を除去して代わりに $Q(x)$ の特性を付加する処理が、または $Q(x) \div Q'(x)$ のフィルタリング処理を行う。この処理を実現するために、少なくとも $Q(x)$ の特性を抽出することが必要となる。

【0065】図7は、このようなヒッチ成分強調フィルタリングに伴う駆動信号のスペクトルの傾き（ヒッチ傾き）を補償する機能を備えた本実施例に係る音声復号化装置のブロック図である。この音声復号化装置は、音声信号再生部102'およびホストフィルタ103'の構成で図1と異なっている。音声信号再生部102'は、駆動信号を合成フィルタに入力して音声信号を合成する前に、ヒッチ成分強調フィルタを用いて駆動信号のヒッチ成分の強調を行う構成となっている。すなわち、本実施例では、図1のホストフィルタ103内に設けられていたヒッチ強調フィルタが音声信号再生部102'内に設けられており、ホストフィルタ103'は図1におけるホストフィルタ103内に設けられていたヒッチ成分強調フィルタ111が除去された構成となっている。

【0066】図8は、図7における音声信号再生部102'の詳細な構成を示すブロック図である。この音声信号再生部102'は、合成フィルタ情報生成部201、駆動信号生成部202、第1の合成フィルタ203、ヒッチ成分強調フィルタ204、ヒッチ傾き補償フィルタ205、第1、第2のLPC分析部206、37および第2の合成フィルタ208から構成される。合成フィルタ情報生成部201および駆動信号生成部202は、それぞれ図7におけるハラメータ復号部101で復号され

$$\rho_1 = \Sigma e(n) e(n-1) / \Sigma e(n) e(n-1) \quad (12)$$

で求めることができる。L-1のとき、図6で説明した

$$Q(x) = 1 / (1 - g(\rho_1) x^{-1}) \quad (13)$$

と表すことができる。ここで、 $g()$ は予測係数を調節するための関数である。一例として、 $g(\rho_1) = \eta \rho_1$ 、 η には0より大きく1以下の値を用いる。Lを2以

$$Q(x) = 1 / (1 - \rho_1 x^{-1} - \rho_2 x^{-2} - \dots - \rho_L x^{-L})$$

と表すことができる。ここで $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_L$ はL次の線形予測分析から得られるL個の予測係数を表す。

【0067】ヒッチ成分強調フィルタ204は、駆動信

$$e(p(n)) = e(n) - \beta e(n-T), \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

$$(14)$$

を用いることができる。ここで、Tはヒッチ周期、Nはヒッチ強調に用いる区間の長さ、 β はヒッチゲインを表す。 β の値はヒッチ分析により得られた値に基づいて決めることができ、通常 $0 < \beta < 0.7$ 程度の値が用いられる。また、別の方法としてヒッチ周期の有意の程度に

たハラメータ情報から、合成フィルタ203、208のフィルタ係数を決定する合成フィルタ情報および第1の合成フィルタ203の駆動信号 $e(n)$ を生成する。

【0068】駆動信号生成部202で生成された駆動信号 $e(n)$ は、第1の合成フィルタ203に入力され、と共に、ヒッチ成分強調フィルタ204および第1のLPC分析部206に入力される。ヒッチ成分強調フィルタ204によってヒッチ成分が強調された駆動信号 $e(p(n))$ は、ヒッチ傾き補償フィルタ205および第2のLPC分析部207に入力される。第1、第2のLPC分析部206、207では、ヒッチ傾き補償フィルタ205のフィルタ係数が生成される。ヒッチ傾き補償フィルタ205でヒッチ傾き、すなわちヒッチ成分強調フィルタ204による駆動信号のスペクトルの傾きが補償された駆動信号は第2の合成フィルタ208に入力され、音声信号が再生される。再生された音声信号は、さらにホストフィルタ103'内のスペクトル包絡強調フィルタ112に入力される。また、合成フィルタ情報生成部201で生成された合成フィルタ情報は、スペクトル包絡強調フィルタ112の式(1)に示した伝達関数F(x)の決定に用いられる。さらに、第1の合成フィルタ203の出力信号は、ホストフィルタ103'内のゲイン調整部111のゲイン決定に用いられる。

【0069】次に、図8におけるヒッチ成分強調フィルタ204、ヒッチ傾き補償フィルタ205および第1、第2のLPC分析部206、207について、さらに詳しく説明する。

【0070】第1のLPC分析部206は、再生された音声信号の所定区間、例えば1サブフレームまたは1フレーム区間の駆動信号 $e(n)$ についてL次の線形予測分析を行い、L個の予測係数を求める。線形予測分析の手法は任意であるため、ここでは詳細な説明を省略する。L-1の場合の予測係数 ρ_1 は、

$$\rho_1 = \Sigma e(n) e(n-1) / \Sigma e(n) e(n-1) \quad (12)$$

スペクトルの傾き特性 $Q(x)$ は、

$$Q(x) = 1 / (1 - g(\rho_1) x^{-1}) \quad (13)$$

上になると、 $e(n)$ のより詳細なスペクトルの概形を $Q(x)$ で表現できる効果がある。このとき $Q(x)$ は、

$$Q(x) = 1 / (1 - \rho_1 x^{-1} - \rho_2 x^{-2} - \dots - \rho_L x^{-L})$$

号 $e(n)$ を入力してヒッチ強調された駆動信号 $e(p(n))$ を出力する。このヒッチ強調フィルタリングの方法としては、例えば

$$e(p(n)) = e(n) - \beta e(n-T), \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

$$(14)$$

応じて、予め用意した固定の値を β に用いる方法も有効である。一例として、ヒッチ周期が無いときは $\beta=0$ 、ヒッチ周期性が比較的強いときは $\beta=0.6$ のように β の値を決める。

【0071】第2のLPC分析部207では、ヒッチ強

調された駆動信号 $e_p(n)$ についてM次の線形予測分析を行い、M個の予測係数を求める。M=1の場合の予

$$\rho_1' = \Sigma e_p(n) e_p(n+1) / \Sigma e_p(n)^2 \quad (15)$$

で求めることができる。

【0069】M=1のとき、図6で説明したスペクトル

$$Q'(z) = 1 / (1 - f(\rho_1') z^{-1}) \quad (16)$$

と表すことができる。ここで、 $f()$ は予測係数を調節するための関数である。一例として、 $f(\rho_1') = \eta' \rho_1'$ 、 η' には0より大きく1以下の値を用い

$$Q'(z) = 1 / (1 - \rho_1' z^{-1} - \rho_2' z^{-2} - \dots - \rho_M' z^{-M}) \quad (17)$$

と表すことができる。ここで、 ρ_1' 、 ρ_2' 、 \dots 、 ρ_M' はM次の線形予測分析から得られるM個の予測係数を表すことができる。

【0070】ヒッチ傾き補償フィルタ205は、LPC分析部206、207からの予測係数を基に $Q'(z)$

$$Q(z) / Q'(z) = (1 - f(\rho_1') z^{-1}) / (1 - g(\rho_1') z^{-1}) \quad (18)$$

となる。また、 η と η' を用いた場合で、 $\eta - \eta' = 1$ のときには

$$Q(z) / Q'(z) = (1 - \rho_1' z^{-1}) / (1 - \rho_1 z^{-1}) \quad (19)$$

と表すことができる。

【0071】図9は、図6に示したスペクトルの傾き補正の原理図を $L=1$ 、 $M=1$ 、 $\eta = \eta' = 1$ の場合について $Q(z)$ と $Q'(z)$ をより具体的な形で示した図である。

【0072】図8に戻り、音声信号再生部102'の説明を続ける。ヒッチ傾き補償後の駆動信号 $e_q(n)$ を第2の合成フィルタ208に与える際に、 $e_q(n)$ のハワを $e(n)$ のハワと同程度になるように調整したものを改めて $e_q(n)$ として合成フィルタ208に与える方法も有効である。第2の合成フィルタ208は、ヒッチ傾きつまりヒッチ成分の強調によるスペクトル傾きが補正された駆動信号 $e_q(n)$ を合成し、ヒッチ成分が強調された音声信号を再生する。再生された音声信号はホストフィルタ103'に与えられる。音声信号再生部102'からホストフィルタ103'のゲイン調整部111にハワ情報を与えるために、ここでは駆動信号生成部202で生成された駆動信号 $e(n)$ を第1の合成フィルタ33に入力して、ヒッチ強調が行われていない音声信号を求める。なお、上述したようなハワの調整がなされた駆動信号 $e_q(n)$ を用いる場合は、第1の合成フィルタ203を用いず、第2の合成フィルタ38の出力であるヒッチ成分が強調された音声信号をゲイン調整部411に与える方法も有効である。

【0073】次に、本実施例における処理の流れを図10のフローチャートを用いて説明する。まず、駆動信号生成部202によって第1の合成フィルタ203の駆動信号 $e(n)$ を生成し(ステップS31)、この駆動信

調係数 ρ_1' は、

$$\rho_1' = \Sigma e_p(n) e_p(n+1) / \Sigma e_p(n)^2$$

の傾き特性 $Q'(z)$ は

る。Mを2以上にすると、 $e_p(n)$ のより詳細なスペクトルの既形を $Q'(z)$ で表現できる効果がある。このとき $Q'(z)$ は

$$Q'(z) = 1 / (1 - \rho_1' z^{-1} - \rho_2' z^{-2} - \dots - \rho_M' z^{-M})$$

と $Q(z)$ を用いて $Q(z) / Q'(z)$ の特性を入力されるヒッチ成分強調後の駆動信号 $e_p(n)$ に与えるフィルタリング処理を行い、ヒッチ傾きが補償された信号 $e_q(n)$ を第2の合成フィルタ208に与える。 $L=1$ 、 $M=1$ の場合、式(13)、(16)を用いれば

$$Q(z) / Q'(z) = (1 - f(\rho_1') z^{-1}) / (1 - g(\rho_1') z^{-1})$$

のときには

$$Q(z) / Q'(z) = (1 - \rho_1' z^{-1}) / (1 - \rho_1 z^{-1})$$

号 $e(n)$ について第1のLPC分析部206で1次の自己相関係数 ρ_1 を求める(ステップS32)。また、駆動信号 $e(n)$ をヒッチ成分強調フィルタ201に入力してヒッチ成分が強調された駆動信号 $e_p(n)$ を求め(ステップS33)、この駆動信号 $e_p(n)$ について第2のLPC分析部207で1次の自己相関係数 ρ_1' を求める(ステップS34)。これらの自己相関係数 ρ_1 と ρ_1' を用いてヒッチ傾き補償フィルタ205によってヒッチ傾き、すなわちヒッチ成分が強調された駆動信号 $e_p(n)$ のスペクトルの傾きを補償する(ステップS35)。次に、ヒッチ傾きが補償された駆動信号 $e_q(n)$ を第2の合成フィルタ208に入力して合成フィルタリングを行うことにより、音声信号を再生する。以上のステップS31～S35までが音声信号再生部102'の処理である。

【0074】次に、上述のようにして音声信号再生部102'で再生された音声信号をホストフィルタ103'に入力して、先の実施例と同様にまずスペクトル包絡強調フィルタ112によってスペクトル包絡強調フィルタリングを行い(ステップS37)、引き続き補償フィルタ113によってスペクトル包絡強調フィルタリングによって生じるスペクトルの傾きを補正する(ステップS38)。最後に、ゲイン調整部111によってホストフィルタ103'による処理後の音声信号が処理前の音声信号と同程度のハワとなるように滑らかにゲインを調整し、最終的な音声信号を出力する(ステップS39)。

【0075】第1の実施例の別の実現方法として、図10間のヒッチ強調前の駆動信号のスペクトルの傾き(また

は既形) $Q(z)$ を抽出しておき、ピッチ強調に用いる信号に含まれるスペクトルの傾きを平坦化してからピッチ成分の強調フィルタリングを行い、ピッチ成分強調後の駆動信号に $Q(z)$ の特性を与える処理による実現も可能である。また、ピッチ傾き補償をより安定的に調整する方法として、 $Q(z)$ の代わりに $Q(z/\gamma)$ 、 $Q'(z)$ の代わりに $Q'(z/\gamma')$ をそれぞれ用いることもできる。ここで、 γ 、 γ' は、例えば $0 < \gamma < 1$ 、 $0 < \gamma' < 1$ に設定できる。

【0076】次に、第5の実施例について説明する。本実施例は、第2の実施例で説明した伝達関数 $D(z)$ の適応フィルタをさらに改良した伝達関数 $D_{pz}(z)$ の適応フィルタを用いてスペクトルの傾き補償処理を行う例であり、特に予音区間の明瞭さが改善され、音の重切れが良くなる効果を有するものである。

【0077】図11は、本実施例に係るホストフィルタを音声復元化装置の最終段に適用した実施例を示し、図1と同じ構成を有するブロックについて同じ参照番号を付してある。すなわち、入力端子100に入力された送信側の音声符号化装置から伝送された符号化データ(パラメータ化された音声圧縮情報)からパラメータ復号部101および音声信号再生部102を介して再生音声信号 $S(n)$ が再生され、この再生音声信号がホストフィルタ103を通して最終的な出力音声信号 $S_o(n)$ を生成する。以下、本実施例におけるホストフィルタ103について詳細に説明する。

【0078】ホストフィルタ103は、ピッチ成分強調フィルタ111、スペクトル包絡強調フィルタ112、

$$T_{pz}(z) = (1 - \mu_{zero} z^{-1}) / (1 - \mu_{pole} z^{-1}) \quad (20)$$

で表される。すなわち、この適応フィルタ2121は変換領域の伝達関数が

$$(1 - \mu_z z^{-1}) / (1 - \mu_p z^{-1})$$

(但し、 μ_z 、 μ_p は絶対値が1より小さい値を持つ互いに独立したフィルタ係数) で表される1次の極零型となっていることは先の実施例と同様である。

【0083】この適応フィルタ2121によるフィルタリング処理に限っては、まず適応フィルタ2121の特

$$\mu_{pole}' = C_0 \cdot r_{1zero}$$

$$\mu_{pole}' = C_1 \cdot r_{1zero}$$

$$\mu_{pole}' = C_2 \cdot \mu_{pole}' = (1 - C_2) \cdot \text{last } \mu_{pole}$$

により μ_{pole} を計算する。

【0085】ここで、各係数 C_0 、 C_1 、 C_2 およびしきい値 Th は調整値であり、 $0 < C_1 < C_0 \leq 1$ 、 $0 < C_2 \leq 1$ 、また Th は0に近い値である。last μ_{pole} は直前の音区間(例えば前サブフレーム)の μ_{pole} を表す。r_{1zero} はスペクトル包絡強調フィルタ112のうち、分子側の伝達関数 $A(z)$ を有する零型フィルタ2202のフィルタ係数 $a_{w1} \sim a_{w10}$ を用いて計算される1次の自己相関係数(1次のPARCOR係数に等しい)である。r_{1zero} の値は、 $1/A(z)$ の

極値フィルタ113およびゲイン調整部111から構成され、これらの各要素は次のように構成される。

【0079】スペクトル包絡強調フィルタ112は、その伝達関数が $F(z) = A(z)/B(z)$ の構成で表されることは前述した通りであるが、ここではスペクトル包絡強調フィルタ112の中で行われる処理がより明確になるように、さらに詳細な処理ブロックに分けて説明することにする。

【0080】音声信号再生部102から入力される10個のLPC係数(ここでは、10次のLPC係数が使用される)が、 $A(z)$ のパラメータ計算部2200と $B(z)$ のパラメータ計算部2201に入力され、これらの各パラメータ計算部2200、2201は $A(z)$ のパラメータ a_{wi} ($i=1 \sim 10$) と、 $B(z)$ のパラメータ b_{wi} ($i=1 \sim 10$) を計算して出力する。

【0081】一方、ホストフィルタ103に入力される信号はピッチ強調フィルタ111によりピッチ周波の繰り返しを強調する処理が施された後、スペクトル包絡強調特性のうち $A(z)$ の伝達関数を有する零型フィルタ2202によるフィルタリング処理を経て、 $1/B(z)$ なる伝達関数を有する極型フィルタ2203でフィルタリングされる。

【0082】こうしてスペクトル包絡強調フィルタ112によりスペクトル包絡が強調された音声信号は、さらに適応フィルタ113において不要なスペクトルの傾きが補償される。適応フィルタ113において、具体的なフィルタリング処理を行う適応フィルタ2121の伝達関数 $T_{pz}(z)$ は、

$$(1 - \mu_{zero} z^{-1}) / (1 - \mu_{pole} z^{-1}) \quad (20)$$

性を決める2つのフィルタ係数 μ_{zero} 、 μ_{pole} を求めなければならないが、これらのフィルタ係数 μ_{zero} 、 μ_{pole} は以下のようにそれぞれ μ_{zero} 計算部2124、 μ_{pole} 計算部2123において別々に求められる。

【0084】 μ_{pole} 計算部2123は、 $A(z)$ のパラメータ計算部2200の出力である $A(z)$ のパラメータを入力し、これらのパラメータから後述する自己相関係数 r_{1zero} を求め、

$$(r_{1zero} < Th)$$

$$(r_{1zero} \geq Th) \quad (21)$$

$$(r_{1zero} \geq Th) \quad (22)$$

インハルス応答系列を用いて1サンプリング時間をずらしたときの自己相関値として求めることができるが、より効率的な良い方法として、上述のDurbinの再帰アルゴリズム(またはLevinsonの再帰アルゴリズム、あるいはLevinson-Durbinアルゴリズム)を逆用することにより、実際にインハルス応答を計算すること無しに、少ない計算量で1次の自己相関係数を求めることができる。

【0086】一方、 μ_{zero} 計算部2121は、 $B(z)$ のパラメータ計算部2201の出力である $B(z)$ のハ

ラメータを入力し、これから自己相関係数 r_{pole} を

$$\mu_{zero} = C_3 \cdot r_{pole}$$

により計算する。

【0087】ここで、 C_3 は重み係数の調整値であり、 $0 < C_3 < 1$ であることが望ましい。 r_{pole} は、スペクトル包絡強調フィルタ112の周波数側の伝達関数 $B(z)$ を有する極座標フィルタの係数 $b_{w1} \sim b_{w10}$ を用いて計算される1次の自己相関係数(1次のPARCOR係数に等しい)である。 r_{pole} の値は、 $1/B(z)$ のインハルス応答系列を用いて1サンプリング時間をずらしたときの自己相関値として求めることができるが、より簡単な良い方法として、上述のDurbinの

$$\mu_{pole}' = 0, 9 \cdot r_{zero} \quad (r_{zero} < 0, 0)$$

$$\mu_{pole}' = 0, 4 \cdot r_{zero} \quad (r_{zero} \geq 0, 0) \quad (24)$$

$$\mu_{pole} = 0, 7 \cdot \mu_{pole}' = 0, 3 \cdot \text{last_}\mu_{pole} \quad (25)$$

$$\mu_{zero} = 0, 7 \cdot r_{pole} \quad (26)$$

とする。

【0089】応答フィルタ212は、以上のように計算された係数を用いて極1次・零1次のTpx(z)なる伝達関数の応答フィルタを構成し、スペクトル包絡が強調された音声信号を入力としてフォルタリングを行う。

【0090】最後に、ゲイン調整部114によってホストフィルタ103による処理後の出力音声信号が処理前の入力音声信号と同程度のレベルとなるように、明らかにゲインを調整してホストフィルタ103の出力音声信号

$$a_{wi} = (\gamma_1)^i \cdot a_i$$

$$b_{wi} = (\gamma_2)^i \cdot b_i$$

により計算することである。このとき、 $A(z)$ と $B(z)$

$$A(z) = 1 + \sum a_{wi} z^{-i}$$

$$B(z) = 1 + \sum b_{wi} z^{-i}$$

と表すことができる。また、LPC係数の正負の定義が

$$A(z) = 1 - \sum a_{wi} z^{-i}$$

$$B(z) = 1 - \sum b_{wi} z^{-i}$$

と表される。 γ_1 と γ_2 はスペクトルの強調の程度を調整するパラメータで、通常 $0 < \gamma_1 < \gamma_2 < 1$ の関係がある値が用いられる。

【0092】次に、入力の音声信号に対してヒッチ強調のためのフォルタリング(ステップS52)と、スペクトル包絡強調のためのフォルタリング(ステップS53)を行う。

【0093】次に、本実施例の特徴をなすTpx(z)なる伝達関数の応答フィルタを用いて以下のようにスペクトルの傾き補正を行う。まず、 $A(z)$ のパラメータ a_{wi} ($i=1 \sim 10$) から自己相関係数 r_{zero} を求め(ステップS54)、次いで r_{zero} としきい値 Th との大小比較を行い(ステップS55)、 r_{zero} が Th より小さければ C_0 倍したものを μ_{pole}' とし(ステップS56)、 Th 以上ならば r_{zero} を C_1 倍したものを μ_{pole}' とする(ステップS57)。 μ_{pole}' と前

未める。係数 μ_{zero} は、

$$(23)$$

再帰アルゴリズム(またはLevinsonの再帰アルゴリズム、あるいはLevinson-Durbinアルゴリズム)を適に用いることにより、実際にインハルス応答を計算すること無しに、少ない計算量で r_{pole} の値を求めることができる。

【0088】発明者らの実験では、上記の各調整値 $C_0 = 0, 9$ 、 $C_1 = 0, 4$ 、 $C_2 = 0, 7$ 、 $Th = 0, 0$ 、 $C_3 = 0, 7$ という値にした場合に音質の改善が顕著であることが分かった。これらの値を代入して(21)、(22)、(23)の各式を書き替ると、

$$(r_{zero} < 0, 0)$$

$$(r_{zero} \geq 0, 0) \quad (24)$$

$$(25)$$

$$(26)$$

とする。

【0091】次に、本実施例におけるホストフィルタ103での処理の流れを図12のフローチャートを用いて説明する。まず、スペクトル包絡強調フィルタD(z) ($= A(z)/B(z)$) を構成するフィルタ $A(z)$ のパラメータ a_{wi} ($i=1 \sim 10$) と $B(z)$ のパラメータ b_{wi} ($i=1 \sim 10$) を取得する(ステップS51)。ステップS51の具体的な方法の一例は、音声信号再生部102からの現音声区間でのLPC係数 a_i ($i=1 \sim 10$) を用いて

$$(i=1 \sim 10) \quad (27)$$

$$(i=1 \sim 10) \quad (28)$$

(z) は

$$(i=1 \sim 10) \quad (29)$$

$$(i=1 \sim 10) \quad (30)$$

異なる場合には、式(29)、(30)は

$$(i=1 \sim 10) \quad (29')$$

$$(i=1 \sim 10) \quad (30')$$

の μ_{pole} に相当する $\text{last_}\mu_{pole}$ と C_2 を用いて補間した値を現音声区間の μ_{pole} とする(ステップS58)。求めた μ_{pole} の値は次の音声区間での補間処理のために $\text{last_}\mu_{pole}$ に格納する(ステップS59)。

【0091】次に、 $B(z)$ のパラメータ b_{wi} ($i=1 \sim 10$) から、自己相関係数 r_{pole} を求め(ステップS60)、 r_{pole} を C_3 倍して μ_{zero} とする(ステップS61)。

【0095】こうして求められた2つのフィルタ係数 μ_{pole} 、 μ_{zero} で決定された伝達関数 $T_{px}(z)$ の応答フィルタでフォルタリング処理を行うことにより、スペクトル包絡強調フォルタリングで記入した不要なスペクトルの傾きを補償する(ステップS62)。

【0096】最後に、ゲイン調整によりホストフィルタ103による処理後の出力音声信号が処理前の入力音声信号と同程度のレベルとなるように明らかにゲイン調整を

施してホストフィルタの出力とする（ステップS63）。

【0097】なお、本実施例で用いる適応フィルタが連

$$T p z(z) = G p z(1 - \mu_{zero} z^{-1}) / (1 - \mu_{pole} z^{-1}) \quad (31)$$

と表すことができる。フィルタゲイン $G p z$ は

$$G p z = (1 - \lambda_{pole} \mu_{pole}) / (1 - \lambda_{zero} \mu_{zero}) \quad (32)$$

を用いることができる。ここで、 λ_{pole} および λ_{zero} は

【0098】このようにすると、 $T p z(z)$ なる伝達関数の適応フィルタがゲインの簡易的な自己調整機能を持つようになるので、スペクトルの傾きを補償する前

【0099】このように本実施例によれば、先の実施例

の効果に加えて、 $C1 < C3 < C0$ なる関係の重み係数を用い、 $A(z)$ のパラメータから求めた第1の自己相関係数 $r1_{zero}$ が0に近い小さい値 Th とする）より小のとき $r1_{zero}$ に重み係数 $C0$ で重み付けを行い、 $r1_{zero}$ が大きいとき $r1_{zero}$ に重み係数 $C1$ で重み付けを行うことにより得られる値から μ_{pole} を求め、 $B(z)$ のパラメータから求めた第2の自己相関係数 $r1_{pole}$ に重み係数 $C3$ で重み付けを行って得られる値から μ_{zero} を求めることにより、 $r1_{zero}$ が大きい値 Th より小さい場合、この区間の音声は高域の強い音声のような音

【0100】次に、第6の実施例として、ゲイン調整部を改良したホストフィルタについて説明する。図13は、本実施例に係るホストフィルタを音声符号化装置の最終段に適用した実施例を示し、図1と同じ機能を有するブロックについて同じ参照番号を付してある。すなわち、入力端子100に入力された送信側の音声符号化装置から伝送された符号化データ（パラメータ化された音声圧縮情報）からパラメータ復号部101および音声信号再生部102を介して再生音声信号 $S(n)$ が再生され、これをホストフィルタ403に通過させて最終的な出力音声信号 $So(n)$ が生成される。以下、本実施例におけるホストフィルタ403について詳細に説明する。

【0101】ホストフィルタ103は、フィルタ処理部410とゲイン調整部414から構成される。フィルタ処理部410は、ホストフィルタ403における様々な

【0102】フィルタ処理部110は、フィルタの寄入力応答 $Zi(n)$ と寄状態応答 $Zs(n)$ を現音声区間に対応する長さの分だけ求め、これらとゲイン調整部411に出力する。寄入力応答 $Zi(n)$ は、フィルタ処理部410の入力側の信号が完全に寄であるとしてフィルタを動作させたときに、フィルタの内部状態だけに残存して出力される応答である。一方、寄状態応答 $Zs(n)$ は、フィルタの内部状態が寄であるとしてフィルタ処理部110に入力を与えたときに出力される応答である。

【0103】ゲイン調整部111はゲイン算出部115、ゲイン乗算部416および加算部417から構成され、フィルタ処理部410からの寄状態応答 $Zs(n)$ に乗じるゲインをゲイン算出部115で算出し、このゲインをゲイン乗算部416で乗じた後、その結果を加算部117で寄入力応答と加算する。これにより、ハワ調整された出力音声信号 $So(n)$ が生成され、これが音声信号出力端子404に出力される。

【0104】本実施例によるゲイン調整方法を用いると、ホストフィルタ403の出力音声信号 $S(n)$ のハワを入力音声信号 $S(n)$ のハワと所定の音声区間（例えばサブフレーム）単位で完全に一致させることができる。しかも、ゲインのスムージング等の処理を一切行わなくとも、区間の境界で出力音声信号のハワが不連続になることを回避できる。また、本実施例では元のゲインを用いたときにハワを一致できるかどうかを判定し、できない場合は、ゲインは入力におけるハワの不一致の影響が少ないゲイン値 $C1$ （ ≥ 0 ）に設定される。これによりホストフィルタ403からの出力音声信号 $So(n)$ の音質を安定的に改善できる効果がある。

【0105】ゲイン算出部115は、次に基づいてゲイン g を求める。

$$1F(d > 0) \quad (33)$$

$$g = [sqrrt(b^2 + d) - b] / a \quad (34)$$

目にフィルタゲインを持つ形で処理を実現しても構わない。その場合、適応フィルタの伝達関数 $T p z(z)$ は

25

```

e l s e
    g = C1
e n d i f

```

ここで、

$$a = \sum Z_{\text{S}}(n) Z_{\text{S}}(n) \quad (n=0 \sim N-1) \quad (36)$$

$$b = \sum Z_{\text{I}}(n) Z_{\text{S}}(n) \quad (n=0 \sim N-1) \quad (37)$$

$$d = a (\sum S(n) S(n) - \sum Z_{\text{I}}(n) Z_{\text{I}}(n)) \quad (n=0 \sim N-1) \quad (38)$$

である。ここで、関数 $\text{sqr t}(x)$ は x の平方根、 N は所定の音圧区間（例えばサブフレーム）の長さを表す。また、パラメータ C_1 は入出力音声信号のハワを負でないゲインで一致させることができないような悪い状態のときに g として用いる値であり、 $0 \leq C_1 < 1$ の範囲の数値であることが望ましい。例えば、 $C_1 = 0.5$ というように固定の値にしてもよい。

【0106】(33) 式の条件 ($d > 0$) に基づいて g を求めるようにすると、 g が負の値になることを確実に防止できるので、安定的なゲイン調整を実現できるというメリットがある。この条件は (36)、(38) 式から分かるように、零状態応答のハワが正で、かつ入力音声信号のハワが零入力応答のハワより大きいことを意味している。もしこの条件が満足されない場合は、正（プラス）のゲインで入出力のハワを一致させることはできない。

【0107】上記の (31)、(36)、(37)、(38) 式は、特願平 2-41286 号（通称ホストワルタ）にも示されているが、この方法ではゲイン g を求める条件式に問題がある。すなわち、特願平 2-41286 号では「 sqr t 」の括弧内の値 $b^2 - d$ が正ならば (31) 式から g を計算する」ようになっているため、これから求めた g の値がマイナスになる場合がある。負のゲイン値を用いると、零状態応答 $S(n)$ にゲインを乗じた後の波形が反転することになり、最終的な出力音声波形の形状が乱れ、音質的にはリチンチという耳ざわりの雑音が入り込む原因があった。

【0108】これについて具体的な数値例で説明すると、(35)、(36)、(37) 式から $a=2$ 、 $b=5$ 、 $d=-24$ と求められた場合、特願平 2-41286 に記載されている方法では $b^2 - d = 5^2 - (-24) > 0$ であるから、(31) 式のゲイン計算式を用いて $g = (\text{sqr t}(5^2 - (-24)) - 5) / 2 = -2$ となり、マイナスのゲインを用いて波形を変形させることにより強制的に入出力のハワの一致が図られるという結果になる。

【0109】一方、本実施例では、 d がマイナス値であるから、(33) 式の条件文により、(34) 式は用いずに (35) 式で正のゲイン値 $g = C_1$ ($1 > C_1 \geq$

$$S(n) - Z_{\text{I}}(n) - g Z_{\text{S}}(n) \quad (n=0 \sim N-1) \quad (39)$$

本実施例では特願平 2-41286 と異なり、(39) 式のゲイン g は常に零以上の値となる。従って、 Z_{S}

26

(35)

0) となる。このように、本実施例におけるゲイン調整においては、負のゲインで入出力のハワを一致させることはせずに、正のゲインでハワの一致ができない場合は、ゲインの不一致の影響をできるだけ小さくするように、ゲイン g を負でない値 C_1 に置き換えるようにしたことを特徴とする。これにより、従来よりもホストワルタの音質を安定的に改善することができる効果がある。

【0110】図 11 に、ゲイン算出部 115 のさらに詳細な処理のシリアルフローの一例を表す。同図において、計算部 420 は入力音声信号 $S(n)$ から、そのハワを計算する（(38) 式右辺の括弧内の第 1 項に対応）。計算部 121 は零入力応答 $Z_{\text{I}}(n)$ のハワを計算する（(38) 式右辺の括弧内の第 2 項に対応）。計算部 122 は零状態応答 $Z_{\text{S}}(n)$ のハワを計算する（(36) 式の a に対応）。計算部 423 は零入力応答と零状態応答の内容積を計算する（(37) 式の b に対応）。次に、ゲイン判定部 425 は計算部 420、421、122 からの計算値（パラメータ a と d の情報）を基に、(33) 式に相当する条件の判定を行う。但し、(37) 式のパラメータ b は判定に用いない。この判定結果に基づき、ゲインの計算に (31) 式を使うべきか、(35) 式を使うべきかの判定情報とゲイン決定部 426 へ送る。ゲイン決定部 426 は、計算部 420、421、122、123 からのそれぞれの計算値と、正ゲイン出力部 424 からの正のゲイン値 C_1 を入力し、ゲイン判定部 125 からの判定情報に従い (31) 式または (35) 式からゲインを g を決定して、これをゲイン算出部 115 の出力とする。

【0111】図 13 に戻って説明を続けると、ゲイン乗算部 416 はゲイン算出部 415 において求められたゲイン g をワルタ処理部 110 から入力される零状態応答 $Z_{\text{S}}(n)$ に乗じる。加算部 417 は、乗算部 416 の出力信号とワルタ処理部 110 からの零入力応答 $Z_{\text{I}}(n)$ を加算した信号を出力音声信号 $S_o(n)$ としてホストワルタの出力端子 101 に出力する。ゲイン調整部 111 の出力、つまりホストワルタ 103 の出力 $S_o(n)$ は、次式で表すことができる。

$$[0112] \quad S_o(n) = (n=0 \sim N-1) \quad (39)$$

(n) の波形が反転することを確実に防止できるため、出力音声信号 $S_o(n)$ の音質が安定的に改善されたホ

ストワフィルタを提供できる。

【0113】(39)式で求めた出力音声信号 S_o (n)のうち、後半のP例($S_o(N-P)$ 、…、 $S_o(N-1)$)の値は、次の音声区間での寄入力応答計算に用いるフィルタの初期内部状態として利用できるので、図13に示すようにフィルタ処理部410に、この $S_o(n)$ の後半のP例の値を示すデータ118を渡すようにする。

【0114】次に、図15のフローチャートを用いて本実施例における一つの音声区間内で行われる処理の流れについて説明する。まず、ハマメータ化された音声圧縮情報を復号し(ステップS71)、この復号情報から音声信号 $S(n)$ を再生する(ステップS72)。ホストフィルタに音声信号 $S(n)$ を入力すると共に、ホストフィルタ内のフィルタを構成するために必要なLPC係数やピッチ情報をホストフィルタに入力する(ステップS73)。次にホストフィルタ内の処理に入る。初めに、ホストフィルタ403内部のフィルタ処理部で寄入力応答と寄状態応答が求められる(ステップS74)。次に、寄入力応答と寄状態応答と入力音声信号を用いてゲイン判定に必要なハマメータ a_d がそれぞれ(36)式、(38)式により計算される(ステップS76)。計算されたハマメータ a_d のうちのハマメータ d は(33)式のゲイン判定に用いられる(ステップS77)。もし条件が満たされれば(Yesならば)、(37)式を用いてゲイン g が求められる(ステップS78、ステップS79)。条件が満たされなければ(Noならば)、(35)式を用いてゲイン $g=C-1$ に設定される(ステップS80)。寄状態応答を g 倍した信号と寄入力応答とを加算することによって、出力音声信号 $S_o(n)$ が得られる(ステップS81)。最後に、 $S_o(n)$ を用いて寄入力応答計算に用いるフィルタの初期内部状態が更新される(ステップS82)。

【0115】このように本実施例によれば、音声信号のスペクトル形状を調整する寄音声信号に対して行われるフィルタ処理に伴う音声信号のハマメータ変化を補償するために、音声信号に乗じるゲインを調整の際、音声信号に乗じるべきゲインを計算した後、そのゲインの正負判定を行い、これが負の場合は所定の方法で与えられる非負の値、好ましくは0以上、1未満の小さな値にゲインを置き換えることによつて、負のゲインに起因する寄質劣化を回避することができ。

【0116】なお、本実施例では(38)式に示したようにゲイン調整部の入力音声信号 $S(n)$ のハマを指標として出力音声信号 $S_o(n)$ のハマを調整することによってゲイン調整を行ったが、ゲイン調整に用いる指標は入力音声信号のハマに限られるものでなく、例えば音声信号再生部102から得られるハマ情報や、音声の寄音声区間と無寄音声区間とによってゲインを異ならせるための情報その他をゲイン調整の指標として用いる場合にも本発明

は有効である。

【0117】また、以上説明した実施例では、 $F(x) = A(x) \cdot B(x)$ なる伝達特性のスペクトル包絡強調フィルタ112がもたらすスペクトルの不要な傾きを補償する方法として、(1)分子側の伝達関数 $A(x)$ がもたらすスペクトルの傾きを寄フィルタで補償し、分母側の伝達関数 $B(x)$ がもたらすスペクトルの傾きを極フィルタで補償する方法(寄極法)と、(2)分子側の伝達関数 $A(x)$ がもたらすスペクトルの傾きを極フィルタで補償し、分母側の伝達関数 $B(x)$ がもたらすスペクトルの傾きを寄フィルタで補償する方法(極寄法)の2つの方法について述べたが、これら(1)(2)の方法を組み合わせる方法として、(3)分子側の伝達関数 $A(x)$ と分母側の伝達関数 $B(x)$ がそれぞれもたらすスペクトルの傾きを寄フィルタと寄フィルタの組み合わせの適応フィルタで補償する方法(寄寄法)や、(4)極フィルタと極フィルタの組み合わせで補償する方法(極極法)などが考えられるが、ここでは詳細な説明を省略する。

【0118】また、以上の実施例では適応フィルタ121やピッチ傾き補償フィルタ205のフィルタ係数は、それぞれスペクトル包絡強調フィルタ112やピッチ成分強調フィルタ204のフィルタ係数と共に更新される。これに対して、時間的により滑らかにフィルタ係数が更新されるようにするために、適応フィルタ121やピッチ傾き補償フィルタ205において前音声区間に使用したフィルタ係数と、現音声区間でスペクトル包絡強調フィルタ112やピッチ成分強調フィルタ204のフィルタ係数から求められたフィルタ係数を用いて補間したフィルタ係数を現音声区間において適応フィルタ121とピッチ傾き補償フィルタ205に使用する方法も有効である。このようにすると、適応フィルタ121やピッチ傾き補償フィルタ205の伝達関数変化がゆるやかに変動するようになるため、最終的な音声信号が寄異雑音によって細かく変動する現象を防止できる効果がある。

【0119】次に、図16及び図17を参照して第7の実施例を説明する。第1から第6の実施例は、本発明を復号化側のホストフィルタに適用する例について述べたが、本実施例では、この発明のスペクトル形状調整方法が符号化側で用いられる重みフィルタの不要なスペクトルの傾きを補償するために用いられる例が示されている。

【0120】本実施例によると、スペクトルの傾きが制御された重みフィルタを用いることにより、符号選択の指標となる重み尺度の重み付けが適正化されるため、より忠実に原音を表現できる符号が選択でき、結果として同じビットレート、同じ符号化方式でも寄質を改善することができるようになるという効果がある。

【0121】図16は、本実施例に係る重みフィルタを音声符号化装置に適用した例を示し、入力端子70に入

力された音声信号はフレーム単位に分析・符号化され、最終的に符号化された情報は端子84〜87から出力される。ここでいう符号化は、大きく分けて、合成フィルタの情報と駆動信号の情報の2つの情報を符号化するために用いられる。合成フィルタの情報は10〜30ms程度の長さのフレーム単位毎に音声から抽出して符号化され、駆動信号の情報はフレームをさらに小さく分割したサブフレーム単位に符号化されることが多いが、ここでは簡便化のため、駆動信号の符号化もフレーム単位で行う例で説明する。

【0122】駆動信号が入力される合成フィルタから得られる出力信号が再生された音声信号となることはすでに述べた通りである。以下に図16の音声符号化装置について詳細に説明する。

【0123】図16の音声符号化装置は、合成フィルタ情報分析部71、重みフィルタ情報計算部72、重みフィルタ73、目標信号生成部74、拡張コードブック75、雑音コードブック76、デインコードブック77、ゲイン付与部78、79、加算部80、重み付き合成フィルタ81、音質評価部82、符号選択部83から構成される。重みフィルタ情報計算部72はさらにWA計算部88、WB計算部89、 μ_P 計算部90、 μ_Z 計算部91から構成される。本実施例ではさらにWA計算部91で求められた情報を基に重みフィルタの特性を補償するようにしたことが従来法の音声符号化と異なる。

$$W(z) = \frac{WA(z)}{WB(z)} \frac{1 - \mu_z z^{-1}}{1 - \mu_P z^{-1}} \quad (40)$$

ここでWA(z)/WB(z)は従来の構成の重みフィルタであるが、これには不要なスペクトルの傾きが含まれているので、これを補償するために本発明の極零フィルタ $(1 - \mu_P z^{-1}) / (1 - \mu_Z z^{-1})$ を用いるのが本実施例の主旨である。ここでは1次の極零フィルタを用いて説明するが、これに限られるものではない。また、重みフィルタのフィルタリングに要する計算量を削減するために(10)式のW(z)の特性をある程度維持できるようにして別の構成のフィルタに変換したものをW(z)として用いる方法も有効であり、本発明にて

$$W(z) = 1 + \sum_{i=1}^k \text{window}(i) w(i) z^{-i} \quad i = 1 \sim k \quad (41)$$

ここで、window(i)は時間窓を表し、w(i)は(10)式右辺の傾き関数のインパルス応答を表し、時間窓としてはガウス窓やハミング窓などを用いることができる。

【0128】重みフィルタ情報計算部72のWA計算部88とWB計算部89は、それぞれ、重みフィルタを構

$$\phi_i = (r_1)^{i-1} a_i \quad (i=1 \sim P) \quad (42)$$

$$\psi_i = (r_2)^{i-1} a_i \quad (i=1 \sim P) \quad (43)$$

により計算する。Pは音声符号化では10程度の値を用いることが多い。ここで

【0124】以下に図17のフローチャートを参照して第7の実施例の動作を説明する。合成フィルタ情報分析部71は端子70から入力される音声信号をフレーム単位で分析し、対応する音声信号のスペクトル包絡の形状を表現できるような合成フィルタのパラメータを抽出する。合成フィルタのパラメータの抽出方法としてはLPC分析を用いてLPC係数を抽出する方法を用いることができる。抽出されたパラメータは合成フィルタ情報分析部71において量子化に適したパラメータに変換され、符号化される。符号化された合成フィルタの情報は端子81に出力される。

【0125】合成フィルタ情報分析部71において量子化された合成フィルタの情報は重み付き合成フィルタ81で用いられる。また、量子化されない合成フィルタの情報は重みフィルタ情報計算部72で用いられる。重みフィルタ情報計算部72は、量子化されない合成フィルタの情報を基に重みフィルタ73と重み付き合成フィルタ81で用いる重みフィルタのパラメータを計算する。ここでは、この計算において量子化しない合成フィルタの情報を用いる例で説明するが、応用によっては量子化した合成フィルタの情報を用いる方法も利用可能である。また、この実施例で用いる重みフィルタW(z)は次式で表せるものを用いる。

【0126】

【数1】

実現できる。具体的例例としては、(10)式の右辺のインパルス応答に時間窓をかけて所定の短いK+1サンプルで計算は打ち切る。このようなフィルタを重みフィルタW(z)とすることで、本発明のスペクトル形状の傾き補償処理を省いて計算量が少い重みフィルタを構成することができる。このとき傾き補償を含めた重みフィルタW(z)は

【0127】

【数2】

成るWA(z)とWB(z)のパラメータを求める。具体的計算方法の一例を以下に示す。以下、LPC分析の次数をPとする、量子化したLPC係数 a_i ($i=1 \sim P$)を用いて、WA(z)の係数 ϕ_i とWB(z)の ψ_i は

【0129】

【数3】

$$WA(z) = 1 + \sum_{i=1}^p \phi_i z^{-i} \quad (44)$$

$$WB(z) = 1 + \sum_{i=1}^p \phi_i z^{-i} \quad (45)$$

である。式(12)と(13)で用いられる c_1 と c_2 は重み付けの強度を調整するパラメータで、 $0 < c_2 < c_1 < 1$ (ホストフノルタの場合と調整値が異なることに注意)の関係がある。代表的な値は $c_1 = 0.9$ 、 $c_2 = 0.4$ である。 μ_P 計算部90は、WA計算部からのWA(z)の情報(ここでは ϕ_i)を用いて、WA(z)の持つ不要なスペクトルの傾きを補償する極フィルタの係数 μ_P を求める。すなわち、第2の実施例で説明した方法と同様に、Durbin法の逆のアルゴリズムを用いることにより、 ϕ_i から1次のPARCOR係数を求め、これを μ_P とする。

$$\begin{aligned} \mu_P &\leftarrow y_P \mu_P \\ \mu_P &\leftarrow y_P \mu_P \end{aligned}$$

ここで y_P と y_Z は調整用の係数であり、 $0 < y_P < 1$ 、 $0 < y_Z < 1$ であることが望ましい。さらなる最適化の方法として、WA(z)またはWB(z)または合成フィルタの特性に応じて補償用の極寄フィルタの調整方法を変えることも最適化の方法の一つである。例えば、上記のフィルタのなかのいずれかのフィルタの特性に着目し、これが高域通過型であるか低域通過型であるかに応じて調整用の係数の値を適応化させる方法も有効と考えられる。

【0132】再度、図16を参照して説明すると、重みフィルタ情報計算部72で求められた情報は重みフィルタ73と重み付き合成フィルタ81で用いられる。重みフィルタ73は重みフィルタ情報計算部72で求められた情報に基づいて入力音声信号を重み付けし、重み付けられた音声信号を目標信号生成部74に出力する。この重み付け音声信号に基づき、目標信号生成部74は前のフレームの符号化による影響を重み付けられた音声信号のレベルによって除去し、現フレームの駆動信号の符号化に用いる目標信号を生成する。

【0133】次に、駆動信号の符号化が行われる。駆動信号の符号化には、適応コードブック75、雑音コードブック76、ゲインコードブック77の3つのコードブックを用いる。適応コードブックは過去の駆動信号を格納し、ヒッチ周期に対応したヒッチ周期を符号を持つヒッチベクトルにより駆動信号のヒッチ周期成分を表す。雑音コードブックは符号である雑音コードに対応した雑音ベクトルにより駆動信号の雑音成分を表す。また、ゲインコードブックはヒッチベクトルと雑音ベクトルのそれぞれの大きさを制御する目的で用いられ、ゲインコードに対応したゲイン係数をゲイン付与部78およびゲイン付与部79にて与え、ゲイン付与後のヒッチベクトル

【0130】 μ_Z 計算部91は、WB計算部からのWB(z)の情報(ここでは ϕ_i)を用いて、WB(z)の持つ不要なスペクトルの傾きを補償する寄フィルタの係数 μ_Z を求める。すなわち、第2の実施例で説明した方法と同様に、Durbin法の逆のアルゴリズムを用いることにより、 ϕ_i から1次のPARCOR係数を求め、これを μ_Z とする。この他、重みフィルタに用いる係数 μ_P と μ_Z の値をさらに変形し、より詳細な最適化の調整をする方法も有効である。一例としては、次のような係数の変形を行う。

$$\begin{aligned} [0131] \quad & (16) \\ & (17) \end{aligned}$$

と雑音ベクトルを加算部80で加算して駆動信号の候補を生成する。こうして生成される駆動信号の候補は重み付き合成フィルタ81を通過させた後、目標信号との重みに対応する重み評価値を計算するため重み評価部82に入力される。符号選択部83は計算された重み評価値が小さくなるような符号をそれぞれのコードブックから探索する。

【0134】以上が駆動信号の符号探索の原理であるが、通常は探索に要する計算量を削減するため、適応コードブック、雑音コードブック、ゲインコードブックの順に段階的にコードを探索する方法が多く用いられる。最終的に探索された駆動信号を表すコードのうち、ヒッチ周期(適応コードブックの符号)、雑音コード(雑音コードブックの符号)、ゲインコード(ゲインコードブックの符号)はそれぞれ番号85、86、87に出力される。

【0135】次に、本実施例における音声符号化装置の処理を図17のフローチャートを用いて説明する。始めに初期設定が行われる(ステップS180)。次に、フレーム毎の処理ができるように必要な分の音声信号が合成フィルタ情報分析部71に入力される(ステップS181)。合成フィルタ情報分析部71はこの音声信号を分析し、音声信号に対応する合成フィルタのパラメータを抽出し、これを符号化する(ステップS182)。次に、重みフィルタを構成するための重みフィルタ情報が生成される(ステップS183)。このステップはさらに詳細にはWA(z)の係数の計算(ステップS184-1)、WA(z)の係数を用いた μ_P の計算(ステップS185)、WB(z)の係数の計算(ステップS186)、WB(z)の係数を用いた μ_Z の計算(ステップS187)により行われる。

【0136】次に、求められた重みフィルタの情報を
用いて重み付き音声信号が生成される(ステップS18
8)、前のフレームの符号化による影響が重み付けられ
た音声信号のレベルで除かれ、現フレームの駆動信号の
符号化に用いる目標信号が生成される(ステップS18
9)。この目標信号を用いて、適応コードブック探索
(S191)、無音コードブック探索(S191)、ゲ
インコードブック探索(S192)を順に行うことにより
駆動信号が符号化される。この際用いる重み付き合
成フィルタの重みフィルタはステップS183で求められ
たものを用いる。最後に符号化によって得られた現フ
レームの符号化データを出力する。

【0137】上述では、 $WA(x)$ から μ_p を求め、 $WB(x)$ から μ_h を求めるような例で説明したが、第1の実施例で示したような方法により、 $WB(x)$ から μ_p を求め、 $WA(x)$ から μ_h を求めるような実施例も有効であることは言うまでもない。また、第3の実施例で示したような2次以上の次数の極零フィルタを用いることも可能である。

【0138】また、以上の実施例においてヒッチ成分強
調フィルタ、スペクトル包絡強調フィルタ、適応フィル
タ、ヒッチ傾き補償フィルタなどの各種フィルタの順序
は任意に変えることができ、要するにこれらの各フィル
タが順次接続されていけばよい。また、重み付けフィル
タで用いる各種のフィルタの順序も任意である。

【0139】さらに、以上の実施例では本発明を音声復
元装置の最終段に適用した例について説明したが、主
観品質の向上を目的に、音声符号化／復元化システムに
おける復号音声信号以外にも、例えば音声合成装置で得
られた合成音声信号など、種々の音声信号に本発明を適
用することができる。

【0140】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば音
声信号を $A(x)$ 、 $B(x)$ で表される極零極の伝達関
数を持つ第1のフィルタと、第2のフィルタの特性
を補償するための第2のフィルタに通すことによって、
音声信号のスペクトル形状を調整する際、第2のフィル
タの2つのパラメータを $A(x)$ と $B(x)$ とから別々
に求めることによって、復号音声や合成音声などの音声
信号の品質を劣化しないうえに効果的に改善することが
できる。

【0141】また、本発明によれば第2のフィルタにお
いてそれぞれ異なるパラメータを持つ極零フィルタと零
極フィルタによるフィルタリング処理を行うことによ
り、そのパラメータが従来の1次の零極フィルタにより
構成されたフィルタに比較して増えるため、そのフィル
タの伝達関数の表現の自由度が高く、柔軟にスペク
トルの傾き補償を行うことができ、音質の改善効果がさ
らに高くなる。この場合において、 $A(x)$ から μ_p を
求め、 $B(x)$ から μ_h を求めるようにすれば、より次

級の低いフィルタ係数でスペクトルの傾きを補償するこ
とができる。

【0142】さらに、 $C_1 < C_3 < C_0$ なる関係の重み
係数を用い、 $A(x)$ のパラメータから求めた第1の自
己相関係数が μ_p に近いとき $T=1$ とする)より小の
とき第1の自己相関係数に重み係数 C_0 で重み付けを行
い、第1の自己相関係数が μ_p より大のとき第
1の自己相関係数に重み係数 C_1 で重み付けを行うこと
により得られる値から μ_p を求め、 $B(x)$ のパラメ
ータから求めた第2の自己相関係数に重み係数 C_3 で重
み付けを行って得られる値から μ_h を求めることとす
れば、第1の自己相関係数が μ_p よりも小さい場
合、この区間の音は高域の強い子音のような音であ
り、逆に第1の自己相関係数が μ_p よりも大きい
場合は、この区間の音は低域の強い母音のような音
であるから、上記のように自己相関係数と μ_p 、 μ_h
との比較により重み係数を切り換えることにより、第
2のフィルタを子音と母音それぞれに適合した補償特性
とすることができ、音質が効果的に改善される。

【0143】また、本発明によれば音声信号のスペク
トル形状を調整するためのフィルタ処理に伴う音声信号
のパワー変化を補償するゲインを調整において、音声信号
に乗じるべきゲインの正負判定を行い、これが負の場合
は所定の方法で与えられる負負の値、特に0以上、1未
満といった小さな値にゲインを置き換えることによっ
て、負のゲインを用いることに起因するゲイン調整で
の音質劣化を回避することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1～第3の実施例に係るホストフィルタを組
み込んだ音声復元装置のブロック図。

【図2】第1の実施例に係るホストフィルタでの処理の
流れを示すフローチャート図。

【図3】第2の実施例に係るホストフィルタでの処理の
流れを示すフローチャート図。

【図4】本発明で用いる適応フィルタのブロック図。

【図5】本発明で用いる他の適応フィルタのブロッ
ク図。

【図6】ヒッチ成分強調フィルタの基本的な傾きとヒッ
チ成分強調処理によるスペクトルの傾き補償の原理を説
明するための図。

【図7】第4の実施例に係るホストフィルタを組み込
んだ音声復元装置のブロック図。

【図8】図7における音声信号再生部のブロック図。

【図9】第1の実施例におけるヒッチ成分強調フィル
タの傾きとヒッチ成分強調処理によるスペクトルの傾き補
償の作用を説明するための図。

【図10】第1の実施例における処理の流れを示すフ
ローチャート。

【図11】第5の実施例に係るホストフィルタを組み込
んだ音声復元装置のブロック図。

【図12】第5の実施例に係るホストフィルタでの処理の流れを示すフローチャート。

【図13】第6の実施例に係るホストフィルタを組み込んだ音声符号化装置のブロック図。

【図14】図13におけるゲイン算出部の構成を示すブロック図。

【図15】第6の実施例に係るホストフィルタでの処理の流れを示すフローチャート。

【図16】第7の実施例であり、符号化装置に適用する音声信号のスペクトル形状調整装置

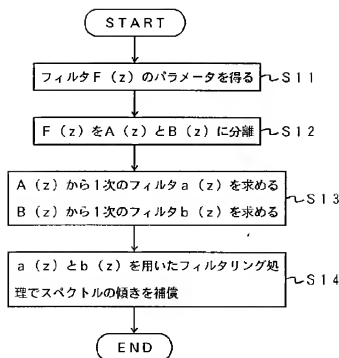
【図17】図16の装置の動作を説明するためのフローチャート。

【符号の説明】

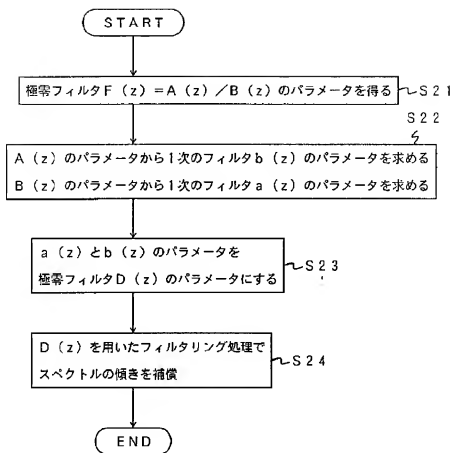
- 101…パラメータ復号部
- 102、102'…音声信号再生部
- 103、103'…ホストフィルタ
- 111…ヒッチ成分強調フィルタ
- 112…スペクトル包絡強調フィルタ
- 113…補償フィルタ
- 114…ゲイン調整部
- 121…適応フィルタ
- 122…フィルタ係数計算部
- 123…第1のパラメータ計算部
- 124…第2のパラメータ計算部
- 201…合成フィルタ情報生成部

- 202…駆動信号生成部
- 203…第1の合成フィルタ
- 204…ヒッチ成分強調フィルタ
- 205…ヒッチ傾き補償フィルタ
- 206…第1のLPC分析部
- 207…第2のLPC分析部
- 208…第2の合成フィルタ
- 103…ホストフィルタ
- 410…フィルタ処理部
- 111…ゲイン調整部
- 115…ゲイン算出部
- 416…ゲイン乗算部
- 117…加算部
- 420～423…計算部
- 121…正ゲイン出力部
- 425…ゲイン判定部
- 126…ゲイン決定部
- 2103…ホストフィルタ
- 2121…適応フィルタ
- 2122…第1のフィルタ係数計算部
- 2123…第2のフィルタ係数計算部
- 2200…パラメータ計算部
- 2201…パラメータ計算部
- 2202…零型フィルタ
- 2203…極型フィルタ

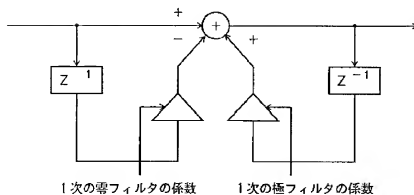
【図2】



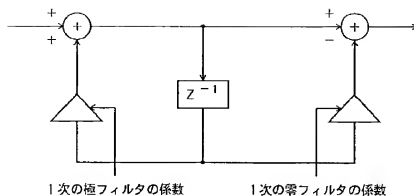
【図3】



【図4】

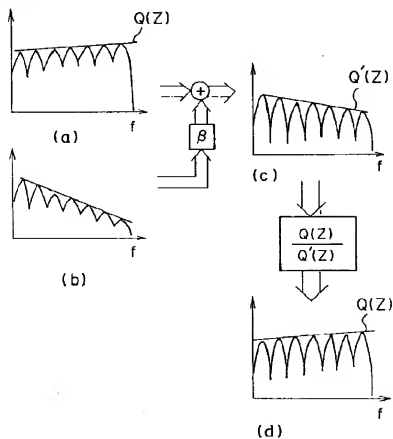


【図5】

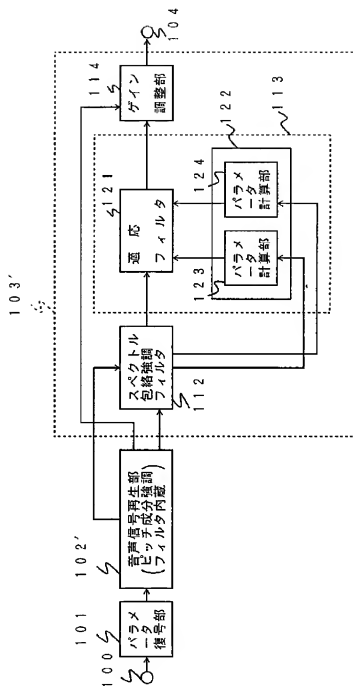


【図6】

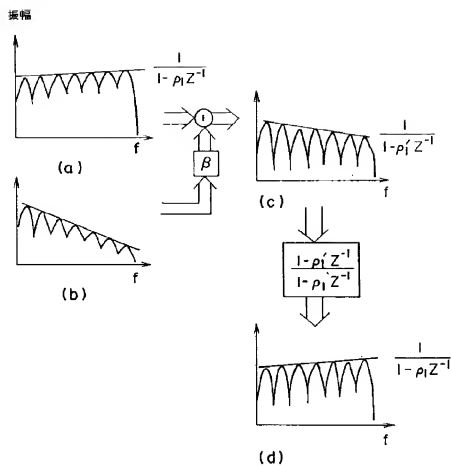
振幅



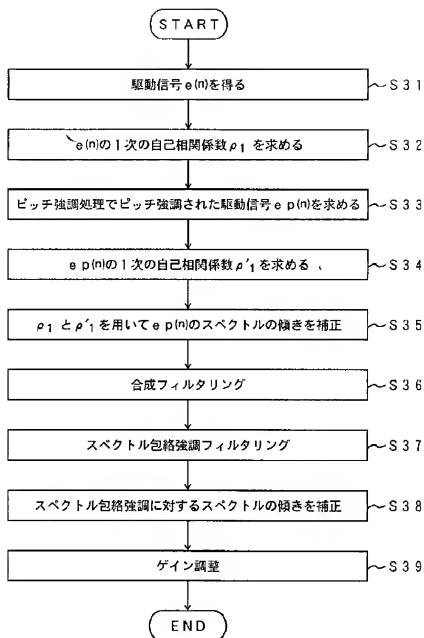
【図7】



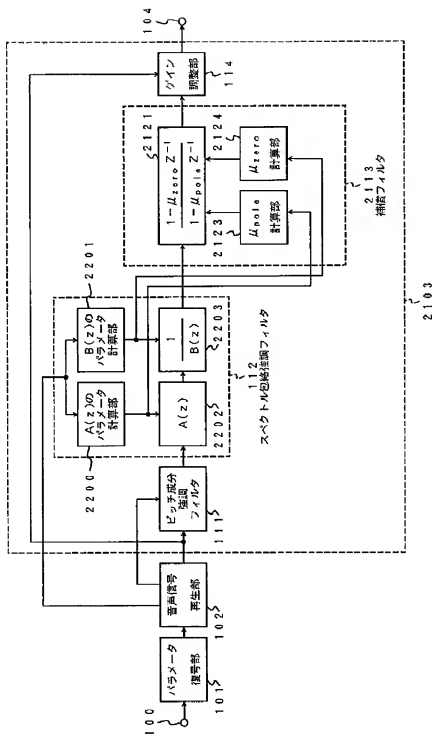
【図9】



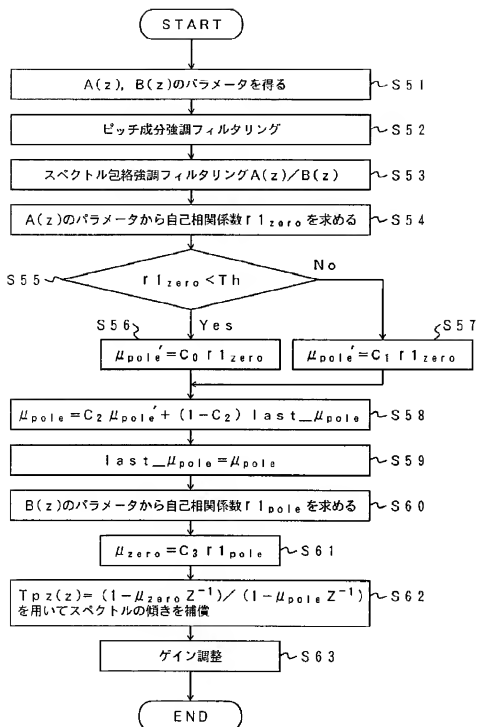
【図 10】



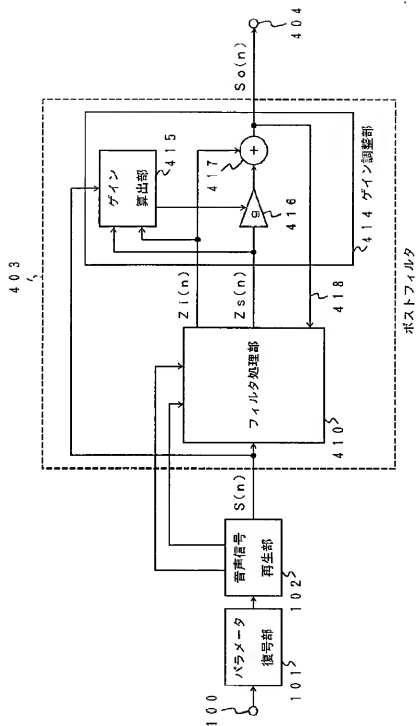
【図1】



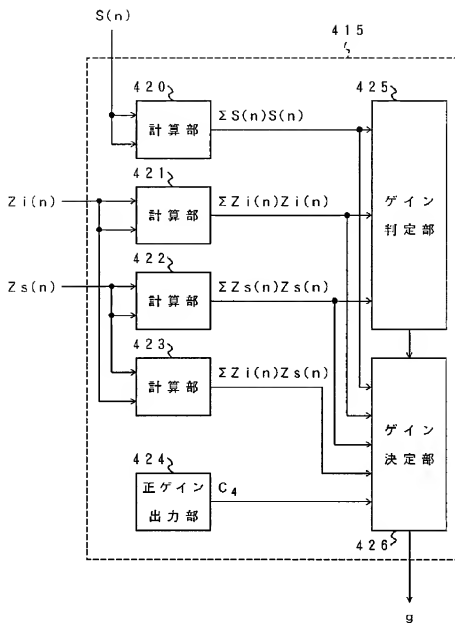
【図12】



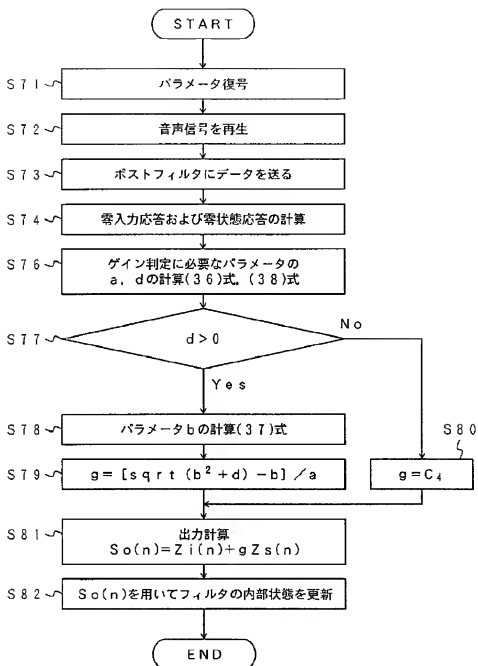
【図13】



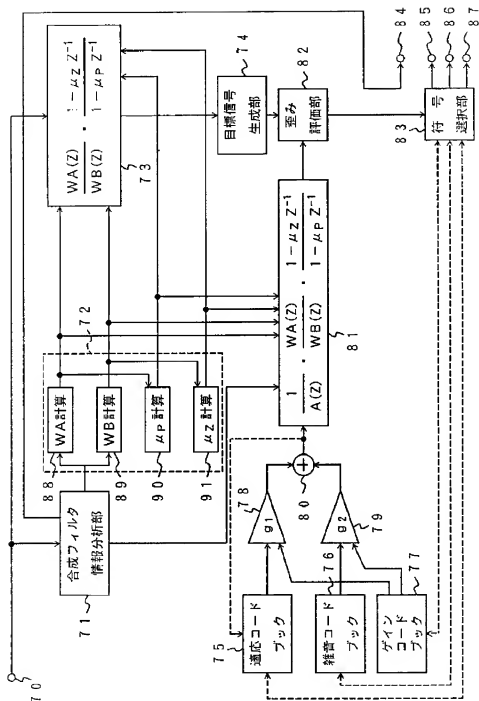
【図14】



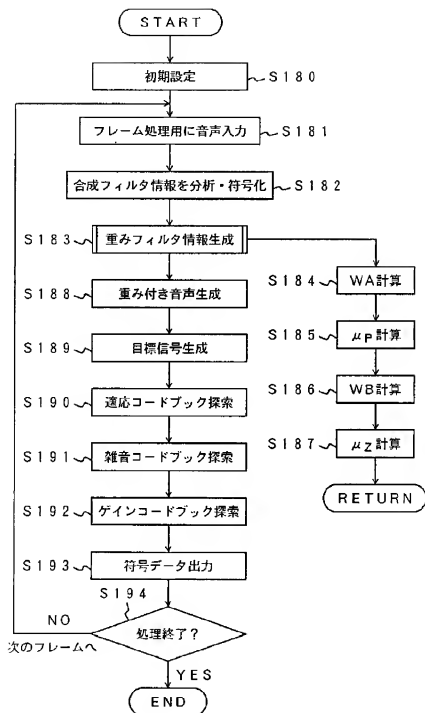
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

(72) 発明者 赤崎 政巳

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 天田 早

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内